

بررسی عملکرد شبکه های فیبر نوری با دسترسی از نوع WDMA^۱

مجید ملکوتی^{۱*} - نصرت ا... گرانیپایه^۲

۱- مرکز تحقیقات مخابرات ایران،

۲- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه خواجه نصیر الدین طوسی.

* تهران، انتهای خیابان کارگر شمالی، ص. پ. ۳۹۶۱-۱۴۱۵۵

E-mail: majid_malakuti@yahoo.com

چکیده - عملکرد شبکه های فیبر نوری با توپولوژی های متداول نظیر نقطه به نقطه، باسی، حلقوی و ستاره ای، با توجه به نیازهای شبکه نظیر نرخ ارسال بیت، ساختار توپولوژی، میزان خطای بیت و مشخصات المان های نوری در دسترس از قبیل تقویت کننده ها، فیلترها، آشکارسازها و فرستنده های نوری مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. پارامترهایی نظیر حداکثر تعداد نودها و محصول شبکه، هم‌صحبتی ناشی از تقویت کننده های نوری، هم‌صحبتی ناشی از فیلترهای نوری، قابلیت اطمینان شبکه، محدودیت های فیزیکی شبکه و اثرات محدود کننده ناشی از فیبر شامل اتلاف، پاشندگی و اثرات غیر خطی (SPM)، چرا که این اثر نسبت به دیگر اثرهای غیر خطی غالب است، بعنوان عوامل ارزیابی عملکرد توپولوژی های مختلف در شبکه های فیبر نوری بکار رفته است.

نتایج حاصل نشان می دهند که هیچ توپولوژی به خودی خود بر دیگری ارجحیت ندارد و این نیازها و محدودیت های اعمال شده هستند که مشخص می کنند چه توپولوژی ارجحتر است. با این وجود اگر جنبه اقتصادی کنار گذاشته شود، از بسیاری جنبه ها نظیر قابلیت اطمینان، هم‌صحبتی و حداکثر تعداد نودهای قابل قبول، توپولوژی ستاره ای حرف اول را می زند، با استفاده از شبیه سازی های انجام شده می توان توان و اتلاف ناشی از عوامل مختلف نظیر اثرات غیر خطی، پاشندگی، هم‌صحبتی تقویت کننده و هم‌صحبتی فیلتر را بدست آورد. تعیین مقدار دقیق این توانها در برآورد بودجه توانی شبکه ها نقش مهمی را ایفا می کند تا در واقع با توجه به این توانها، بودجه توانی شبکه را افزایش داد، بطوریکه میزان عملکرد شبکه در مقایسه با نبود این اثرات، تغییر نکند.

کلید واژگان: Erbium Doped, Traveling Wave Amplifier, Self Phase Modulation

Fiber Amplifier, هم‌صحبتی^۳، نسبت خاموشی^۴، فیلتر فبری-پرو^۵.

۱- مقدمه

نوری با استفاده مناسب از المانهای نوری سعی در پوشش نیازهای شبکه و استفاده کنندگان آنها دارند. در این مقاله شبکه های فیبر نوری با توپولوژیهای متداول نظیر نقطه به

ظهور فیبر های نوری و ادوات نوری مرتبط با آن موجب ایجاد تحول عظیمی در زمینه مخابرات شده است. شبکه های

1. WDMA Wavelength Division Multiple Access
3. Crosstalk

4. Extinction Ratio

2. Self Phase Modulation: SPM
5. Fabry-Perot Filter: FPF

را دارا هستند. بعنوان مثال، از جمله کاربردهای توپولوژی نقطه به نقطه می توان به ارتباط بین مراکز تلفن شهری و حومه شهری، مخابرات زیردریایی، مخابرات بین قاره ای اشاره کرد و از کاربردهای توپولوژی های دیگر می توان به شبکه های پخش و توزیع (نظیر تلویزیون کابلی^۵، توزیع سرویسهای تلفنی محلی^۶)، شبکه های LAN^۷، MAN^۸ و WAN^۹ اشاره کرد، برای کاربردهای توپولوژیهای مختلف می توان به مراجع [۱-۷] رجوع کرد.

در بررسی اثرات ناشی از وجود فیبر از روش فوریه مرحله به مرحله^{۱۰} که از آن به روش انتشار پرتو^{۱۱} نیز یاد می شود، استفاده شده است. در ارزیابی حداکثر تعداد نودها و یا هم صحبتی المان های نوری نظیر تقویت کننده و فیلتر میزان تغییر در میزان خطای بیت در گیرنده، بعنوان پارامتر اساسی در تغییر عملکرد شبکه، ملاک بوده است و در همه موارد از تقریب گاوسی در محاسبه میزان خطای بیت استفاده شده است. محاسبه قابلیت اطمینان شبکه ها با در نظر گرفتن یک احتمال برای فعالیت هر نود و استفاده از سوئیچ های مجزا کننده در هر نود برای توپولوژی های باسی و حلقوی و مطمئن بودن نود مرکزی در توپولوژی ستاره ای صورت پذیرفته است. محدودیت های فیزیکی هر توپولوژی نیز با توجه به ساختار آن توپولوژی، بعنوان معیاری اقتصادی مشخص شده است.

موضوع بررسی عملکرد شبکه های فیبر نوری از جنبه های مختلفی در کارهای پیشین مطرح شده است. در [۸] حداکثر تعداد نودهای قابل قبول در توپولوژی باسی و ستاره ای

نقطه، باسی، حلقوی و ستاره ای با توجه به نیازهای شبکه و مشخصات المانهای نوری در دسترس مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و معایب و مزایای هر توپولوژی از جنبه های مختلف معین شده است. در این راستا اثرات مختلفی مورد شبیه سازی قرار گرفته اند. این اثرات شامل اتلاف، پاشندگی و اثرات غیر خطی (SPM) در فیبر، هم صحبتی ناشی از تقویت کننده های نوری، هم صحبتی ناشی از فیلترهای نوری، قابلیت اطمینان شبکه و غیره هستند.

توپولوژیهای مختلف به دو دسته توپولوژی نقطه به نقطه^۱ و توپولوژیهای باسی^۲، حلقوی^۳ و ستاره ای^۴ تقسیم بندی می شوند. بدیهی است که بر طبق طبقه بندی مذکور، مقایسه گروه دوم با گروه اول معنی نداشته و تنها مقایسه بین توپولوژی های گروه دوم امکان پذیر است، چرا که در توپولوژی نقطه به نقطه ارتباط بین دو مکان مطرح است ولی در توپولوژیهای دیگر ارتباط بین چندین مکان مد نظر است. قابل تذکر است که توپولوژی نقطه به نقطه لزوماً بدین معنی نیست که یک استفاده کننده به یک استفاده کننده دیگر ارتباط دارد، بلکه تعداد بسیار زیادی از استفاده کنندگان می توانند با تعداد بسیار زیاد دیگر از استفاده کنندگان ارتباط داشته باشند، ولی الزاماً هر یک از دو دسته مذکور از استفاده کننده ها باید در یک مکان محدود واقع شده باشند، بطوری که فاصله بین هر زوج فرستنده - گیرنده تقریباً یکسان باشد. این امر می تواند در ارتباط استفاده کنندگان سایت کامپیوتر یک دانشکده با استفاده کنندگان سایتی دیگر و یا ارتباط بین مراکز تلفن مطرح باشد. از طرف دیگر در توپولوژیهای دیگر، استفاده کنندگان می توانند در نقاط مختلف پراکنده باشند.

توپولوژی های ذکر شده کاربردهای فراوان و خاص خود

5. Common-Antenna Television: CATV

6. Telephone Subscriber Local-Loop

7. Local Area Network: LAN

8. Area Network: MAN Metropolitan

9. Wide Area Network: WAN

10. Split-step Fourier Method: SFM

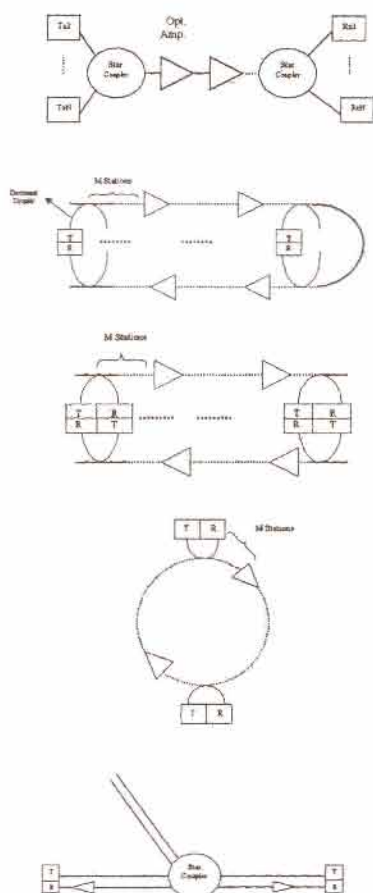
11. Beam Propagation Method: BPM

1. Point-to-Point Topology

2. Bus Topology

3. Star Topology

4. Ring Topology



شکل ۱ توپولوژیهای اساسی متداول در شبکه های فیبر نوری:
 الف) نقطه به نقطه، ب) توپولوژی باسی: ب-۱) باسی به هم تابیده،
 ب-۲) باسی دوتایی، ج) حلقوی، د) ستاره ای

فیبر تک مد، از طریق کاپلرهای جهتدار مستقل از طول موج صورت گرفته است، منتهی در شکل ب-۱ در هر کاپلر از یک پورت آن استفاده نشده است و یا عبارتی در این شکل کاپلرهای جهتی از نوع Y مورد استفاده قرار گرفته اند، با توجه به اینکه ضریب کوپلینگ (α) این کاپلرها کوچک است، گاهی به آنها T_p^1 نیز گفته می شود. بعلاوه در توپولوژی باسی دوتایی، نیاز به $2N$ زوج فرستنده - گیرنده و $2N$ فیلتر نوری است، ولی در توپولوژی باسی به هم تابیده به N زوج فرستنده - گیرنده و N فیلتر نوری نیاز است.

مطرح شده است ولی در مورد دیگر توپولوژیها بحثی نشده است. در [۹-۱۰] هم صحبتی تقویت کننده های نوری در توپولوژی ستاره ای بررسی شده است ولی هم صحبتی دیگر توپولوژیها مطرح نشده است. در [۱۱] هم صحبتی فیلترهای نوری فبری - پرو بطور نسبتا دقیقی مطرح شده است. در [۱۲] تنها قابلیت اطمینان توپولوژی حلقوی بررسی شده و در مورد دیگر موارد نیز وضعیت مشابهی وجود دارد. بنابراین ضعف عمده این کارها این است که: اولاً: کارهای انجام شده عمدتا در مورد توپولوژی خاصی انجام شده اند و به دیگر توپولوژیها تعمیم داده نشده اند. ثانياً: این کارها با صرف نظر کردن از اثراتی نظیر پاشندگی و اثرات غیر خطی بوده است. ثالثاً: هنگامی که کاری مشتمل بر جنبه های مختلف یک موضوع صورت می گیرد، مطمئنا بسیار متفاوت از کار بر روی یک جنبه از آن موضوع است و بسیاری از ساده سازیها و فرضها قابل تعمیم به کل موضوع نیست. بنابراین در این مقاله سعی شده که این ضعفها پوشش داده شود و بعلاوه به جنبه هایی پرداخته شود که در عمل بیشتر کاربرد دارند. نتایج حاصل از این شبیه سازیها در طراحی شبکه های فیبر نوری، بویژه در کشورمان، می تواند مورد استفاده قرار گیرد.

۲- مدل شبکه

توپولوژیهای فیزیکی بکار رفته در این مقاله در شکل (۱) آمده است. شکل (۱-الف)، توپولوژی نقطه به نقطه را نشان میدهد، در این توپولوژی برای مالتی پلکس کردن سیگنالهای نوری مختلف از کاپلرهای نوری استفاده شده است. در گیرنده از فیلتر فبری- پرو که کاندید مناسبی برای جداسازی کانالهای شبکه های WDMA است، استفاده می شود. در صورت نیاز از تقویت کننده های بین راه و یا پیش تقویت کننده استفاده می شود.

شکلهای (ب-۱ و ۲) توپولوژیهای متداول باسی را نشان می دهد. ترکیب شکل ب-۱، باس به هم تابیده و شکل ب-۲، باس دوتایی است. در هر دوی آنها ارتباط هر استفاده کننده با

در قسمت گیرنده از فیلتر فبری - پرو (همانند الف) استفاده شده و در صورت نیاز از تقویت کننده های نیمه هادی موج حرکتی (TWA) و فیبری آلائیده به اریبوم (EDFA) بعد از M تپ استفاده می شود. این تقویت کننده ها از نوع منفرد^۱ و نه نوع توزیع شده^۲ هستند. تمامی طول موجها در آنها بطور یکسان تحت اثر پدیده اشباع قرار می گیرند و بهره اشباع نشده آنها نیز مستقل از طول موج است. شکل (۱-ج)، توپولوژی حلقوی را نشان می دهد. در این توپولوژی نیز همانند توپولوژی باسی از کاپلر جهتدار برای ارسال و یا دریافت اطلاعات استفاده شده است.

تفاوت اساسی این توپولوژیها در آن است که در توپولوژی ب-۱، دریافت اطلاعات حداقل پس از عبور از $\frac{N}{2}$ نود میسر است، N تعداد نودها (ایستگاهها) است، ولی این محدودیت در توپولوژی ب-۲ وجود ندارد. در توپولوژی ب-۲، ارسال اطلاعات در هر سمت میسر است و در نتیجه ارتباط بین یک نود و نود بالاتر بدون هیچ واسطه ای صورت می پذیرد، حال آنکه در توپولوژی ج، باید سیگنال تقریباً یک دور کامل بزنند تا ارتباط این دو نود برقرار شود. بعلاوه نویز در توپولوژی حلقوی، می تواند بی نهایت بار در حلقه جریان یابد، ولی در توپولوژیهای باسی در انتهای فیبر توسط جذب کننده ها، جذب می شود. در توپولوژی حلقوی نیز در صورت نیاز، بعد از M کاپلر از تقویت کننده استفاده می شود و فیلترهای نوری مورد استفاده نیز همان فیلتر فبری- پرو هستند.

شکل (۱-د)، توپولوژی ستاره ای را نشان می دهد. در این توپولوژی برای مسیرهای رفت و برگشت فیبرهای جداگانه استفاده می شود، چرا که کاپلر ستاره ای که در مرکز توپولوژی قرار گرفته است دارای N ورودی و N خروجی، به تعداد نودها، است. در صورت نیاز، در قسمت گیرنده هر نود

1. Discrete
2. Distributed

(قبل از فیلتر نوری) از یک پیش تقویت کننده استفاده می شود، که مناسبترین محل برای این کار است. فیلتر نوری مورد استفاده نظیر قسمتهای قبل خواهد بود. نکته قابل توجه در مورد کلیه توپولوژیها این است که در تمامی این شبکه ها نحوه دسترسی به شبکه از نوع WDMA است. در بررسی عملکرد شبکه ها، فواصل بین نودها، یا فاصله بین نودها تا کاپلر ستاره ای در توپولوژی ستاره ای، یکسان فرض شده است. در تمامی توپولوژیها از فیبر تک مود استفاده شده، که به ناچار به منبع نوری همدوس LD^۳ نیاز است. عرض باند طول موجی کمتر، قابلیت مدولاسیون^۴ و بازدهی بیشتر، پرتو تشعشعی باریکتر و در نتیجه قابلیت کوپلاژ بیشتر نور به فیبر، از جمله مزایای عمده این منبع است [۶]. در قسمت آشکارساز هر نود، بعلاوه کاربرد وسیعتر و نویز کمتر، از آشکارسازهای نوری PIN^۵ استفاده شده است و در واقع سیستمهای IM-DD^۶ مورد بررسی قرار گرفته اند. بعلاوه در تمامی توپولوژیها در صورت نیاز از تقویت کننده های TWA و یا EDFA، با همان خصوصیات ذکر شده برای توپولوژی باسی، استفاده می شود.

۳- مدل اجزاء شبکه

مدل المان های نوری بکار رفته در شبکه های مختلف شکل (۱) در زیر ارائه می شود.

۳-۱- فیبر نوری

با استفاده از معادلات ماکسول، در نظر گرفتن فرضهای ساده کننده و انجام برخی عملیات جبری معادله غیر خطی شرودینگر^۷ به صورت زیر بدست می آید [۱۳و۱۴]:

3. Laser Diode: LD
4. Modulation Capability
5. P type-Intrinsic-N type Photodiode
6. Intensity-Modulation Direct-Detection: IM-DD
7. Nonlinear Schrödinger Equation : NLSE

روش های عددی استفاده جست. در اینجا از روش فوریه مرحله به مرحله که از آن به روش انتشار پرتو نیز یاد می شود، استفاده شده است.

۳-۲- تقویت کننده نوری

اگر یک تقویت کننده نیمه هادی TWA را با ضرایب انعکاس آینه های قابل اغماض در نظر بگیرید، هنگامی که نرخ داده بسیار کوچکتر از عکس طول عمر ترکیب مجدد حاملها (یونها) است، چگالی حاملها (یونها) در عرض بخش زمانی کوچکی از دوره بیت به حالت پایدار می رسد. در این حالت معادله نرخ تقویت کننده به معادله پایدار بقای بار می رسد، که به منظور یافتن بهره تقویت کننده G بر حسب توان ورودی P_{in} ، قابل حل است. این معادله بصورت زیر است [۸، ۹، ۱۰]:

$$P_{in} = \frac{P_{sat}}{G-1} \ln \frac{G_0}{G} \quad (5)$$

که در آن P_{sat} ، توان نوری اشباع داخلی تقویت کننده، G_0 ماکزیم بهره تقویت کننده به ازای توان ورودی صفر است. حال در تقویت کننده EDFA فرض کنید که به ازای یک بهره اشباع نشده G_0 ، طول فیبر و توان پمپ نوری بهینه شده باشد و بعلاوه بهره و اشباع یکنواختی برای سیگنال و نویز تشعشع خود به خودی در نظر بگیرید. با توجه به فرضهای فوق بهره اشباع شده تقویت کننده EDFA از همان رابطه (۵) بدست می آید که در آن P_{sat} توان اشباع محلی تقویت کننده است و از رابطه زیر معین می شود [۸]:

$$P_{sat} = \frac{hf}{\sigma_s \tau_f} A_{eff} \quad (6)$$

که hf انرژی فوتون نوری، τ_f طول عمر تشعشع خود به خودی^۴، σ_s سطح مقطع بهره سیگنال^۵ و A_{eff} سطح مقطع مؤثر فیبر است. بنابراین معادله (۵) علاوه بر آنکه برای تقویت کننده های نیمه هادی TWA قابل اعمال است

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = i\gamma |A|^2 A \quad (1)$$

که A پوش مختلط پالس نوری، β_1 و β_2 مؤلفه های پاشندگی رنگی بترتیب مرتبه اول و دوم^۱، α ضریب تلفات و γ ضریب غیر خطی فیبر است که توسط رابطه زیر داده می شود:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \quad (2)$$

که c سرعت نور، ω_0 فرکانس زاویه ای مرکزی طیف پالس، n_2 ضریب شکست غیرخطی فیبر برابر $n_2 \approx 3 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ و A_{eff} سطح مؤثر هسته فیبر است. با در نظر گرفتن تعاریف زیر:

$$U(z, \tau) = \frac{A(z, \tau)}{\sqrt{P_0}}, \quad T = t - \frac{z}{v_g} = t - \beta_1 z \quad (3)$$

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0}, \quad N = \left(\frac{L_D}{L_{NL}} \right)^{1/2}, \quad \xi = \frac{z}{L_D}, \quad \tau = \frac{T}{T_0}$$

و $L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}$

که P_0 توان ماکزیم پالس ورودی، L_D ، طول پاشندگی فیبر^۲ و L_{NL} طول غیر خطی فیبر^۳، T_0 زمان نرمالیزه، v_g سرعت گروه و N مربوط به مرتبه سولیتونها است، نتیجه جالب تری بدست می آید:

$$\frac{\partial U}{\partial \xi} = -\frac{1}{2} \alpha L_D U - \text{sgn}(\beta_2) \frac{i}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + i|U|^2 U N^2 \quad (4)$$

که $\text{sgn}(\beta_2)$ علامت β_2 را نشان می دهد. حال معادله (۴)، معادله ای است که در آن پارامترهای دامنه، زمان و فاصله بترتیب نسبت به مرجع های $\sqrt{P_0}$ ، T_0 و L_D نرمالیزه شده اند. این معادله نیز تمامی پدیده های پاشندگی، اثرات غیر خطی و اتلاف را در خود دارد. برای حل معادله فوق باید از

1. Group Velocity Dispersion: GVD
2. Dispersion Length
3. Nonlinear Length

4. Spontaneous Emission Lifetime

5. Signal Gain Cross Section

$$N_{sp} = \left(\frac{1/\lambda}{\sqrt{G_o} - 1} + 1/1 \right) \times \left(1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}} \right) \quad (8)$$

فرض کنید که P قدرت سیگنال نوری یک کانال باشد که به آشکارساز مستقیم گیرنده می رسد و N_o چگالی طیف قدرت تشعشع خود به خودی کلی در گیرنده به ازای هر مود باشد، در نتیجه قدرت تشعشع خود به خودی کلی برابر $2N_o B_o$ خواهد بود. پس از آشکارسازی، مؤلفه های نویز گرمایی^۳، نویز شات^۴، نویز حاصل از ضرب شدن سیگنال اصلی و نویز تشعشع خود به خودی^۵، و نویز حاصل از ضرب شدن نویز تشعشع خود به خودی با خودش^۶ بصورت زیر بدست می آیند [۸ و ۹]:

$$\sigma_{th}^2 = I_{th}^2 B_o \quad (9)$$

$$\sigma_{shot}^2 = \frac{\eta e^2}{hf} (P + 2N_o B_o) B_o \quad (10)$$

$$\sigma_{s-sp}^2 = \xi \left(\frac{\eta e}{hf} \right)^2 P N_o B_o \quad (11)$$

$$\sigma_{sp-sp}^2 = 2\eta^2 e^2 N_o^2 B_o (2B_o - B_o) \quad (12)$$

ضمناً قدرت الکتریکی سیگنال پس از آشکارسازی به سادگی به صورت زیر در می آید:

$$S = \left(\eta \frac{e}{hf} P \right)^2 \quad (13)$$

در معادلات فوق، η بازدهی کوانتومی آشکارساز، e بار الکترون، B_o پهنای باند الکتریکی گیرنده، I_{th} چگالی جریان نویز حرارتی گیرنده است که در این محاسبات برای حساسیت آشکارسازی تقریبی -34 dBm - (به ازای میزان خطای بیت 10^{-9}) برای گیرنده با نرخ بیت 1 Gb/s و در حالت بدون استفاده از تقویت کننده، برابر $\frac{PA}{\sqrt{\text{Hz}}}$ فرض شده

برای تقویت کننده های EDFA با طول بهینه شده برای بهره متوسط، نیز صحیح است. این صحت با مقایسه با مشخصه های اشباع دقیق تقویت کننده که از حل عددی معادلات نرخ حاکم بر چگالی یونهای فعال تقویت کننده، بدست آمده است، تضمین شده است ولی به هر حال می توان از مدلهای دقیقتر استفاده کرد که در مراجعی نظیر [۱۵ و ۱۶] یافت می شود. قدرت تشعشع خود به خودی در خروجی تقویت کننده ناشی از یک مد فضایی^۱ و دو مد پلاریزه شده، توسط رابطه زیر داده می شود [۸]:

$$P_N = 2N_o B_o \quad (7)$$

$$N_o = N_{sp} (G - 1) hf$$

که در آن B_o پهنای باند نوری و N_{sp} فاکتور تشعشع خود به خودی است که بیانگر میزان انحراف و اورونگی جمعیت واقعی نسبت به حالت ایده آل آن (در حالت ایده آل $N_{sp} = 1$ است) است. فاکتور تشعشع خود به خودی در واقع نسبت تشعشع خود به خودی واقعی به مقدار ایده آل آن، که ناشی از همان بهره ولی با فرض واورنگی جمعیت ایده آل است، نشان می دهد. این پارامتر در تقویت کننده های EDFA به قدرت پمپ و سیگنال بستگی دارد ولی در TWA ها می توان مقدار آنرا ثابت فرض کرد. در TWAها، N_{sp} را می توان در محدوده $1/4$ تا 1 فرض نمود. در بدست آوردن رابطه فوق نویز سفید فرض شده، یعنی توان نویز در تمام پهنای باند نوری یکسان است. به منظور بررسی اثر تجمعی نویز ASE^۲ در زنجیره ای از تقویت کننده های نوری از رابطه تقریبی زیر استفاده شده است. این تقریب از برازش نتایج حاصل از حل دقیق معادلات نرخ تقویت کننده، که طول آن به ازای بهره اشباع نشده G_o بهینه شده و نیز انتشار سیگنال پمپ آن هم جهت با سیگنال اصلی است، حاصل شده است [۸]:

3. Thermal Noise

4. Shot Noise

5. Signal- Spontaneous Beat Noise

6. Spontaneous-Spontaneous- Beat Noise

1. Spatial Mode

2. Amplified Spontaneous Emission : ASE

$$BER = \sum_{i=0}^{N-1} \left[\Pr\{S_{i,0}\} Q\left(\frac{T - S_{i,0}}{\sigma_{i,0}}\right) + \Pr\{S_{i,1}\} Q\left(\frac{S_{i,1} - T}{\sigma_{i,1}}\right) \right] \quad (16)$$

که در آن تعریف Q مطابق فرمول (۱۵) است، $S_{i,0}$ و $S_{i,1}$ سطوح دریافتی i ام به ازای بیت های صفر و یک، $\sigma_{i,0}$ و $\sigma_{i,1}$ انحراف های استاندارد کلی نویز برای سطح دریافتی i ام به ازای بیت های صفر و یک، $\Pr(S_i)$ احتمال رخ دادن این سطوح، N تعداد کل کانالها در ورودی تقویت کننده و T سطح تصمیم گیری گیرنده است که در این حالت در ازای حداقل سطح دریافتی یک و حداکثر سطح دریافتی صفر مشخص می شود، چرا که این آستانه بسیار نزدیک به مقدار بهینه آن است [۹].

۳-۳- فیلتر نوری

فیلتر فبری - پرو (FP) متشکل از دو آینه با ضرایب انعکاس بالا است که به موازات یکدیگر قرار دارند. ضرایب انعکاس آینه ها r_1 ، r_2 و فاصله بین آنها L فرض شده است. همانند روال معمول $r_1^v = r_2^v = R$ در نظر گرفته شده و اتلاف آینه ها با پارامتر A ($A = 1 - R - T$) نشان داده شده است که در آن T عبوردهی هر دو آینه است. تابع انتقال میدان یک فیلتر FP برابر است با [۹ و ۱۱]:

$$t(v) = (1 - R - A) \sum_{k=0}^{\infty} (R e^{i2\pi v L})^k \quad (17)$$

که v فرکانس نوری نرمالیزه برابر $\frac{2\pi f n L}{c}$ است، بطوری که $t(v)$ بر حسب v با پیوند ۱ پیوندیک است. در این رابطه n ضریب شکست محیط بین دو آینه، c سرعت نور و مقدار $\frac{c}{2\pi n L}$ بنام محدوده آزاد طیفی^۳ معروف است و با FSR نمایش داده می شود. (از تغییرات فاز بر روی آینه ها اغماض شده است). در نتیجه تابع انتقال توان فیلتر برابر است با:

است. اگر وضعیت آماری نویز بصورت گاوسی فرض شده و نیز آستانه گیرنده، T ، طوری انتخاب شود که میزان خطای بیت گیرنده حداقل باشد ($T = \frac{\sigma_0 S_1 + \sigma_1 S_0}{\sigma_0 + \sigma_1}$)، آنگاه BER بصورت زیر محاسبه می شود [۸ و ۱۷ و ۱۸]:

$$BER = Q \left[\frac{\sqrt{S_1} - \sqrt{S_0}}{\sigma_1 + \sigma_0} \right] \quad (14)$$

که در آن S_1 و S_0 قدرتهای سیگنال الکتریکی و σ_1 و σ_0 انحراف استاندارد نویزهای مربوطه، به ازای بترتیب بیت های ۱ و ۰ هستند و تعریف تابع Q به صورت زیر است:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (15)$$

کمیت داخل کروشه رابطه (۱۴) بعنوان حاشیه^۱ خوانده می شود. اما اگر تعداد سطوح دریافتی در گیرنده بیشتر از دو، متناظر با یک سطح یک و یک سطح صفر، باشد، در این صورت برای محاسبه میزان خطای بیت تحلیل آماری بهره تقویت کننده و تحلیل آماری نویز تقویت کننده مورد نیاز است. برای تحلیل آماری بهره تقویت کننده باید توزیع توان ورودی به تقویت کننده را بدست آورد. این توان یک متغیر تصادفی بای نومیال^۲ است [9,10]. با توجه به این موضوع و با استفاده از رابطه (۵) می توان توزیع بهره تقویت کننده بر حسب احتمال، که به آن تابع جرم احتمالات بهره تقویت کننده گفته می شود، را بدست آورد. برای تحلیل آماری نویز تقویت کننده نیز کافی است با استفاده از روابط (۹) تا (۱۲) و توزیع توان ورودی به تقویت کننده، توزیع نویز تقویت کننده را بدست آورد. در این صورت میزان خطای بیت از رابطه کلی تر زیر بدست می آید. این رابطه در برآورد توان و اتلاف هم صحبتی تقویت کننده بسیار مفید خواهد بود [۹]:

1. Margin

2. Probability Mass Function: PMF

3. Free Spectral Range: FSR

$$BER = \frac{1}{2} E_c \left\{ Q\left(\frac{T-C}{\sigma}\right) + Q\left(\frac{1+C-T}{\sigma}\right) \right\} \quad (21)$$

که در آن E_c امید^۲ پارامتر C است (C نشان دهنده سطوح مختلف صفر است که ناشی از پدیده هم صحبتی فیلتر است). و بر روی تمام مقادیر ممکن متغیر تصادفی C عمل می کند و T سطح تصمیم گیری است که برابر است با:

$$T = \frac{1 + S_{sc}(N, F)}{2} \quad (22)$$

که در آن S_{sc} بدترین حالت هم صحبتی و N تعداد کل کانالها است.

و σ انحراف استاندارد نویز گیرنده است. σ برابر نسبت قدرت معادل نویز به قدرت نوری ماکزیمم است. تعریف تابع Q مطابق رابطه (۱۵) است. تعریف اتلاف ناشی از هم صحبتی^۳ فیلتر بصورت زیر است:

$$Crosstalk Power Penalty = 10 \log_{10} \left(\frac{P_n}{P_0} \right) \quad (23)$$

که P_0 توان مورد نیاز برای تولید میزان خطای بیت داده شده در عدم حضور پدیده هم صحبتی بوده و P_n توان مورد نیاز جدید هر استفاده کننده به منظور تولید همان میزان خطای بیت در حضور پدیده هم صحبتی است.

۳-۴- کاپلر ستاره ای

کاپلر ستاره ای متشکل از کاپلرهای فیبری 2×2 ذوبی با ضریب کوپلینگ $\alpha = \frac{1}{2}$ است. برای N نود به $\log_2 N$ طبقه نیاز است. هر طبقه متشکل از $\frac{N}{2}$ کاپلر فیبری ذوبی است و در نتیجه در مجموع به $\frac{N}{2} \log_2 N$ کاپلر فیبری ذوبی نیاز است. اگر اتلاف تقسیمی هر کاپلر 2×2 با α و اتلاف اضافی آن با β نمایش داده شود، اتلافی که سیگنال در عبور از کاپلر ستاره ای متحمل می شود برابر خواهد بود با

$$T_{sc}(v) = t(v) \cdot t^*(v) = \left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2 \left(\frac{1-R}{1+R}\right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R^{|n|} e^{j\pi n v} \quad (18)$$

$$\Rightarrow T_{sc}(v) = \left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2 \frac{1}{1 + \left[\left(\frac{2F}{\pi}\right) \sin(\pi v)\right]^2} \quad (18)$$

که در آن sc نمایانگر عبارت تک محفظه است و F دقت فیلتر است که برابر است با:

$$F = \frac{\pi \sqrt{R}}{1-R} \quad (19)$$

هنگامی که $1-R \ll 1$ است، $F = \frac{FSR}{FWHM}$ ، که $FWHM$ ^۱ پهنای باند سه دسی بل باند گذر فیلتر است. F را می توان بصورت ساده تر زیر در آورد:

$$F = -\frac{\pi}{\ln R} \quad (20)$$

فاکتور $\left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2$ در رابطه (۱۸) ماکزیمم عبوردهی ذاتی فیلتر است. البته تلفات خارجی نظیر تلفات کوپلینگ و کانکتورها باعث کاهش عبوردهی مؤثر فیلتر می شوند.

خروجی فیلتر، که بر روی کانال مورد نظر تنظیم شده است، ناشی از کانال i ام ($i \leq N$ و N تعداد کل کانالهاست)، یک متغیر تصادفی است، بسته به اینکه کانال i ام در حال ارسال باشد و یا نباشد. به تغییرات این خروجی بر حسب احتمال، تابع جرم احتمال هم صحبتی فیلتر ناشی از کانال i ام گویند و با توجه به آن می توان تابع جرم احتمال کلی فیلتر، با انجام عمل کانولوشن بر روی $(N-1)$ تابع جرم احتمال ناشی از $(N-1)$ کانال تداخلگر، را بدست آورد. با فرض آنکه خروجی آشکارساز به نحوی است که دریافت سطح یک منجر به آشکارسازی دامنه واحد شود، احتمال خطا با توجه به نویز گیرنده و پدیده هم صحبتی فیلتر (که با محاسبه تابع جرم احتمال فیلتر بدست می آید) بصورت زیر محاسبه می شود [۱۱]:

2. Expectation

3. Crosstalk Power Penalty

1. Full Width at Half Maximum: FWHM

[۲۳-۲۰]:

$$R_{star} = \frac{\beta \log_2 N}{N} \quad (24)$$

که در آن سهم کلی اتلاف تقسیمی $\frac{1}{N}$ و سهم کلی اتلاف اضافی $\beta \log_2 N$ است.

۴- عوامل ارزیاب عملکرد شبکه

۴-۱- توان و اتلاف در شبکه

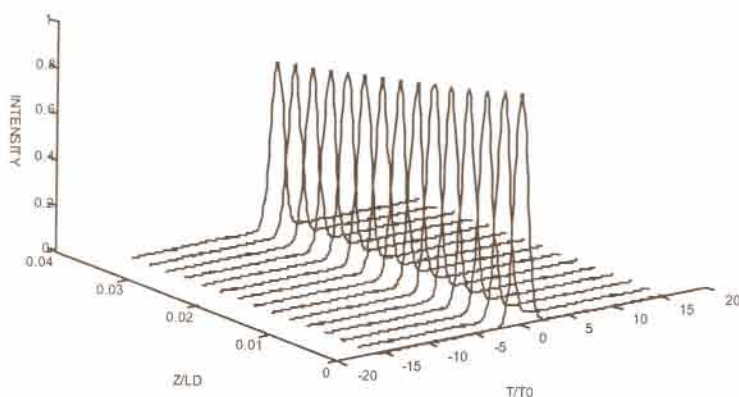
الف) اثرات غیر خطی (SPM) و پاشندگی

با استفاده از مدل ارائه شده برای فیبر نوری در شبیه سازی اثرات غیر خطی، پاشندگی و تلفات فیبر، می توان توان و اتلاف ناشی از اثرات غیر خطی و پاشندگی را بدست آورد. در واقع با حل عددی معادله (۴) مشخص می شود که توان دریافتی در یک طول مشخص از فیبر چقدر است و با مقایسه با حالت عدم وجود این اثرات، این توان و اتلاف، که در واقع میزان افزایش توان دریافتی در گیرنده به منظور جبران کاهش توان در اثر پاشندگی و عوامل غیر خطی است، بدست می آید. به منظور محاسبه دقیق این توان و اتلاف و نیز محاسبه حداکثر طول لینک بدون استفاده از تقویت کننده ها و یا بازسازها می توان انتشار یک پالس در

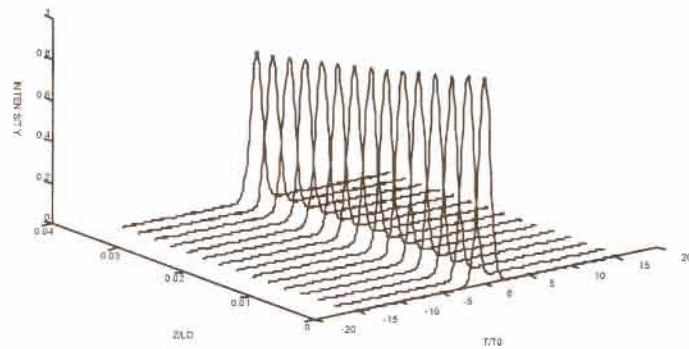
فیبر به طول L را به چهار حالت تقسیم بندی کرد. این حالات با توجه به اینکه طول L نسبت به طولهای L_D و L_{NL} چه وضعیتی داشته باشد، تعریف می شوند:

الف-۱) حالت (L_{NL} و L_D) $L \ll$

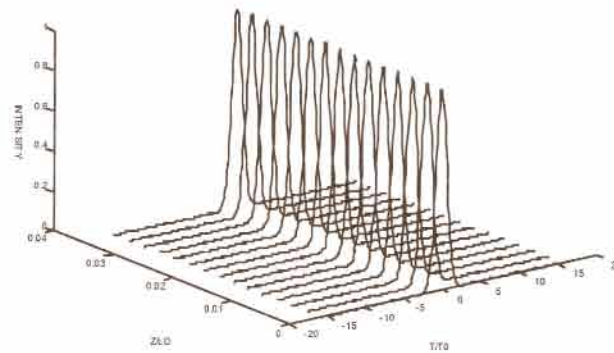
در این حالت هیچکدام از اثرات غیر خطی و پاشندگی نقش مهمی را در انتشار پالس بازی نمی کنند و تنها تلفات فیبر باعث کاهش دامنه در طول انتشار پالس می شود. شکلهای (۲-الف) و (۲-ب) حالت فوق را در نواحی عادی و غیرعادی فیبر به ازای پارامترهای $L_{NL} = 164/5 \text{ Km}$ ($\beta_p < 0$), $L_D = 133/3 \text{ Km}$, $\alpha = 0.3 \frac{dB}{Km}$, $L = 5 \text{ Km}$, $L_{NL} = 139 \text{ Km}$ ($\beta_p > 0$) $T_0 = 51/6 \text{ ps}$ و $|\beta_p| = 2 \times 10^{-26} \text{ s}^2/m$ نشان می دهند، که در واقع $\beta_p = -2 \times 10^{-26} \text{ s}^2/m$ متناظر با طول موج $\beta_p = 2 \times 10^{-26} \text{ s}^2/m$ و $\lambda = 1/55 \text{ } \mu m$ متناظر با طول موج $\lambda = 1/31 \text{ } \mu m$ است. اگر فیبر بدون اتلاف فرض شود همانطور که در شکلهای (ج و د) نشان داده شده، پالس بدون هیچ گونه تغییری در طول فیبر منتشر میشود



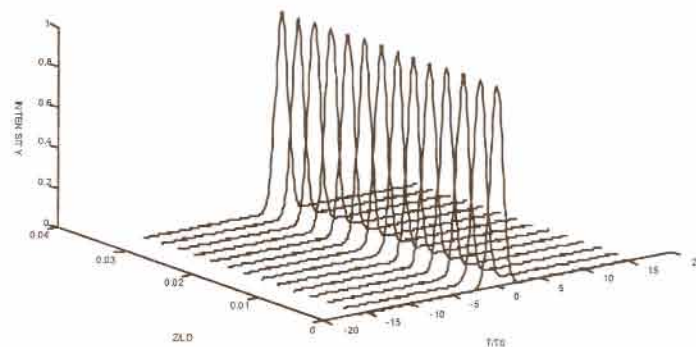
الف) $\beta_p < 0$, $L = 5 \text{ Km}$, $\alpha = 0.3 \frac{dB}{Km}$, $L_{NL} = 164/5 \text{ Km}$



ب) $\beta_r > 0, L = 5 \text{ Km}, \alpha = \frac{dB}{\text{Km}}, L_{NL} = 139 \text{ Km}$



ج) $\beta_r < 0, L = 5 \text{ Km}, \alpha = \frac{dB}{\text{Km}}, L_{NL} = 164 / 5 \text{ Km}$



د) $\beta_r > 0, L = 5 \text{ Km}, \alpha = \frac{dB}{\text{Km}}, L_{NL} = 139 \text{ Km}$

شکل ۲ تحول پالس در حالت $L \ll (L_{NL} \text{ و } L_D)$ با مشخصات:

$T_s = 51 / 6 \text{ ps}$ و $|\beta_r| = 2 \times 10^{-14} \frac{s^2}{m}, L_D = 133 / 3 \text{ Km}, P_{\min} = 0.7079 \text{ mW} = -1.5 \text{ dBm}, P_{in} = 1 \text{ mW} = 0 \text{ dBm}$

الف-۲) حالت $L \ll L_{NL}$ و $L \geq L_D$

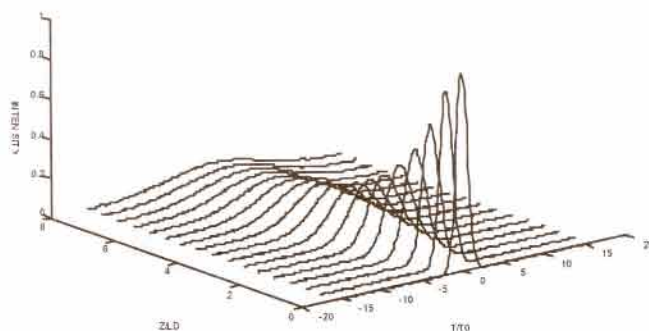
در این حالت انتشار پالس تحت تأثیر اتلاف و GVD خواهد بود و اثرات غیر خطی نقش خیلی کمی را در انتشار پالس بازی می کنند. در واقع هنگامی اثر GVD بر اثرات غیر خطی غلبه دارد که:

$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \ll 1$$

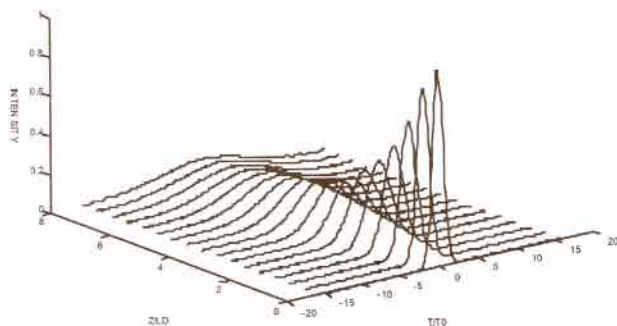
شکلهای (۳-الف) و (۳-ب) حالت فوق را در نواحی عادی و غیرعادی فیبر به ازای پارامترهای $L_D = 333/3 m$

$$\alpha = 0.3 \text{ dB/Km}, L = 2/7 \text{ Km}, L_{NL} = 164/5 \text{ Km} (\beta_2 < 0)$$

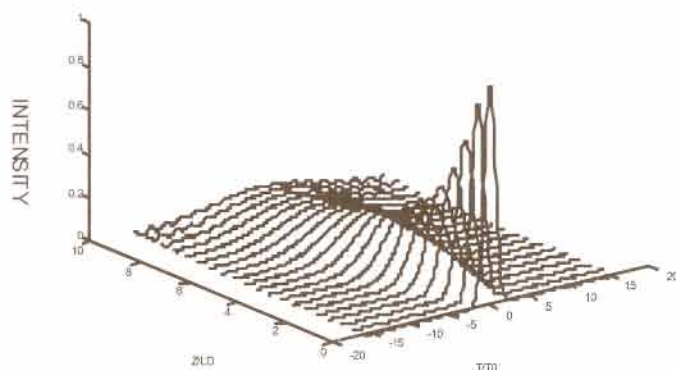
و $T_0 = 2/6 \text{ ps}$ و $|\beta_2| = 2 \times 10^{-26} \text{ s}^2/m$ ، شکلهای (۳-ج) و (۳-د) همین حالت را برای فیبر بدون اتلاف نشان می دهند، که در آنها علاوه بر پهن شدگی پالس، کاهش دامنه در اثر GVD قابل توجه است. در این شکلهای افت توان مجاز در فیبر برابر ده دی بی فرض شده است و در نتیجه پارامتر L ، طول متناظر با این افت است. همانطور که مشاهده می شود این طول در شکلهای الف و ب، بدلیل وجود اتلاف فیبر، نسبت به شکلهای ج و د کمتر است.



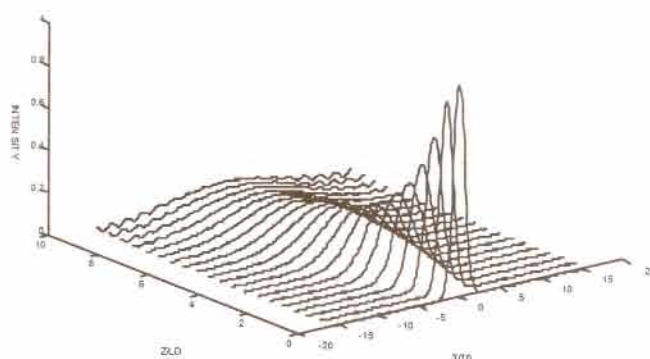
$$\beta_2 > 0, L = 2/7 \text{ Km}, \alpha = 0.3 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 139 \text{ Km} \text{ (الف)}$$



$$\beta_2 < 0, L = 2/7 \text{ Km}, \alpha = 0.3 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 164/5 \text{ Km} \text{ (ب)}$$



$$\beta_p < 0, L = 3/3 \text{ Km}, \alpha = 0 \frac{dB}{Km}, L_{NL} = 168/5 \text{ Km} \text{ (ج)}$$



$$\beta_p > 0, L = 3/3 \text{ Km}, \alpha = 0 \frac{dB}{Km}, L_{NL} = 139 \text{ Km} \text{ (د)}$$

شکل ۳ تحول پالس در فیبر نوری تک مود، در حالت $L \ll L_{NL}$ و $L \geq L_D$ با مشخصات:

$$T_0 = 2/6 \text{ ps}, |\beta_p| = 2 \times 10^{-16} \frac{s^2}{m}, L_D = 333/3 \text{ m}, P_{\min} = 0/1 \text{ mW} = -10 \text{ dBm}, P_{in} = 1 \text{ mW} = 0 \text{ dBm}$$

شکلهای (۴-الف) و (۴-ب) حالت فوق را در ناحیه عادی

فیبر و به ازای پارامترهای $L_D = 133/3 \text{ Km}$

$$T_0 = 51/6 \text{ ps}, \beta_p = 2 \times 10^{-16} \frac{s^2}{m}, L_{NL} = 139 \text{ m}$$

و $\alpha = 0 \frac{dB}{Km}$ نشان می دهند،

که علاوه بر پهن شدگی پالس، کاهش دامنه در اثر SPM قابل

توجه است. در حالتی که $\beta_p < 0$ و $\alpha = 0 \frac{dB}{Km}$

الف-۳) حالت $L \geq L_{NL}$ و $L \ll L_D$

در این حالت انتشار پالس تحت تأثیر اتلاف و SPM

خواهد بود و اثرات پاشندگی نقش خیلی کمی را در انتشار

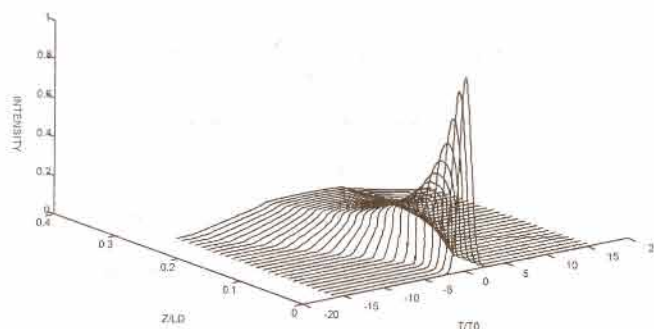
پالس بازی می کنند. در واقع اثر SPM بر GVD غلبه خواهد

داشت هنگامی که:

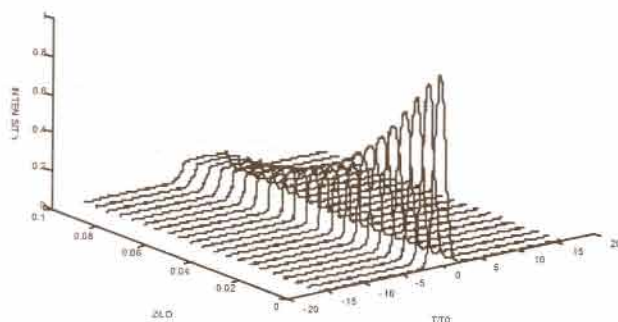
$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_p|} \gg 1$$

باشد، فیبر سولیتونهای مرتبه بالا را در خود انتشار می دهد. در این حالت با توجه به ماهیت سولیتونها، محدودیت چندانی در حداکثر طول بدون استفاده از تقویت کننده یا تکرار کننده وجود ندارد. شکل (۴-ج) ایــــن حالت را برای سولیتون مرتبه چهارم ($N=4$)، به ازای مشخصه های $L_{NL}=8/33 \text{ Km}$ ، $L_D=133/3 \text{ Km}$ ، $\alpha=0 \text{ dB/Km}$ و $T_0=5\sqrt{6} \text{ ps}$ ، $\beta_r=-2 \times 10^{-26} \text{ s}^2/m$ نشان می دهد. این شکل در واقع یک پریود این سولیتون را، که برابر $Z_0 = \frac{\pi}{2} L_D$ است، نمایش داده و مسلماً بعلت پریودیک بودن سولیتونهای مرتبه بالاتر، این شکل در پریود های دیگر تکرار می شود. همانطور که دیده می شود، در این ناحیه پالس ورودی پس از طی فاصله Z_0 شکل اولیه خود را بدست می آورد که این امر بخاطر اثر متقابل دو پدیده

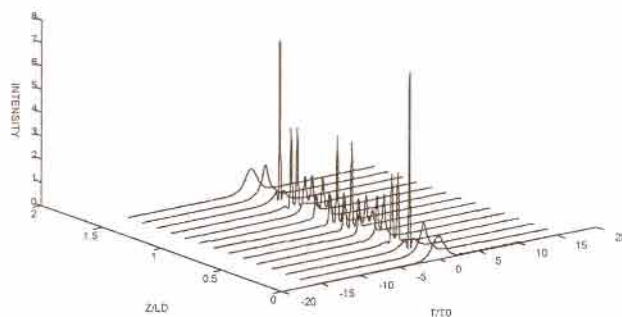
است. در این ناحیه SPM و GVD در این ناحیه است. در این حالت، در ابتدا SPM بر GVD غلبه داشته ولی پس از طی فاصله Z_0 ، GVD موفق به خنثی کردن اثر SPM می شود و این امر بطور پریودیک تکرار می شود. (توضیحات بیشتر در مورد اثر متقابل SPM و GVD در این حالت، در قسمت (الف-۴) ارائه شده است.) ضمناً ذکر این نکته ضروری است که شکل (۴-ج) با توجه به تئوری سولیتونها، بر خلاف شکلهای دیگر که به ازای ورودی گاوسی رسم شده اند، به ازای ورودی سکانت هیپربولیکی ($\text{sech}(\tau)$) تهیه شده است. در نهایت شکل (۴-د) همین حالت را در فیبر با اتلاف نشان می دهد. بر خلاف حالت بدون تلف، در این حالت حداکثر طول بدون استفاده از تقویت کننده و یا تکرار کننده محدود است.



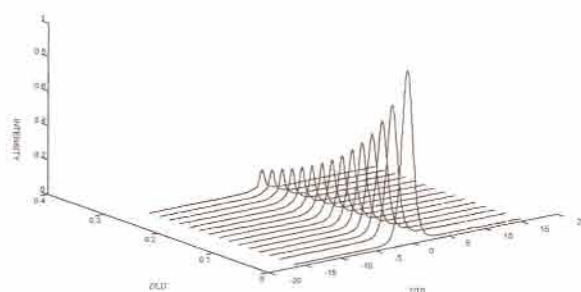
$$\beta_r > 0, L = 35/3 \text{ Km}, \alpha = 0 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 139 \text{ m} \text{ (الف)}$$



$$\beta_r > 0, L = 13/9 \text{ Km}, \alpha = 0.3 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 139 \text{ m} \text{ (ب)}$$



$$\beta_r < 0, L = \infty \text{ Km}, \alpha = 0 \quad \frac{dB}{\text{Km}}, L_{NL} = 8/33 \text{ Km} \quad \text{ج}$$



$$\beta_r < 0, L = 41/2 \text{ Km}, \alpha = 0/3 \quad \frac{dB}{\text{Km}}, L_{NL} = 8/33 \text{ Km} \quad \text{د}$$

شکل ۴ تحول پالس در فیبر نوری تک مد، در حالت $L \ll L_D$ و $L \geq L_{NL}$ با مشخصات:

$$P_{\min} = 0/1 \text{ W} = -10 \text{ dB}, P_m = 1 \text{ W} = 0 \text{ dB}$$

$$P_{\min} = 1/974 \text{ mW} \approx 3 \text{ dBm}, P_m = 19/74 \text{ mW} \approx 13 \text{ dBm}$$

$$T_s = 51/6 \text{ ps}, |\beta_r| = 2 \times 10^{-12} \frac{s^2}{m}, L_D = 133/3 \text{ Km}$$

الف-۴) حالت $L \geq L_D$ و $L \geq L_{NL}$

در این حالت هر دو اثر SPM و GVD (بعلاوه اتلاف فیبر) در انتشار پالس مؤثر خواهند بود. اثر هر دو پارامتر مذکور رفتار متفاوتی نسبت به SPM تنها و یا GVD تنها، دارد. در ناحیه غیرعادی، فیبر می تواند سولیتونها را حمل کند و در ناحیه عادی، می توان از این خاصیت برای فشرده گی پالس^۱ سود جست. در حالتی که $N \approx 1$ است، بسته به اینکه انتشار در ناحیه عادی یا غیر عادی صورت گیرد، تحول پالس کاملاً متفاوت است. شکلهای (۵-الف) و (۵-ب) این حالت را

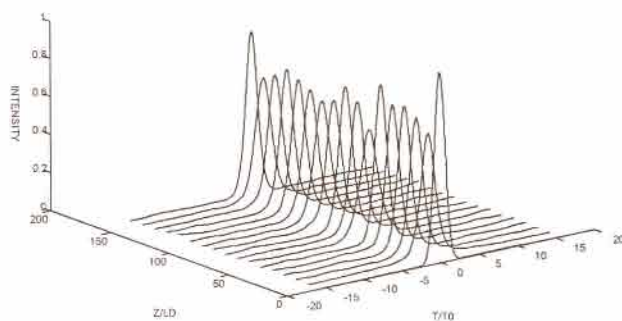
برای فیبر بدون اتلاف نشان می دهند. همانطور که از این شکلهای دیده می شود در ناحیه عادی فیبر، تحول پالس کاملاً متفاوت از SPM تنها و یا GVD تنها است. در حقیقت پالس نسبت به GVD تنها، خیلی سریعتر پهن می شود و از دامنه آن کاسته می شود و این بدان علت است که SPM مؤلفه های فرکانسی جدیدی را تولید می کند. در نزدیکی لبه عقبی پالس مؤلفه های فرکانسی پائین تر^۲ و در نزدیکی لبه جلویی، مؤلفه های فرکانسی بالاتر^۳ قرار دارند. از آنجائی که مؤلفه های

2. Red-Shifted Components
3. Blue-Shifted Components

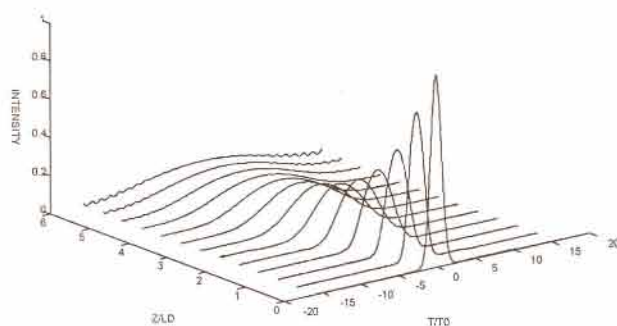
1. Pulse Compression

شدگی سریعی در شکل دیده می شود، ناشی از گاوسی بودن شکل پالس ورودی است. اگر شکل پالس ورودی بصورت سکانت هیپربولیک ($\text{sech}(\tau)$) در نظر گرفته می شود، طیف پالس و هم شکل پالس در طول انتشار ثابت می ماند. در مواردی که شکل پالس ورودی غیر از سکانت هیپربولیک باشد، انتشار در این ناحیه ($\beta_p < 0, N = 1$) باعث می شود که شکل پالس به مرور به سمت سکانت هیپربولیک پیش رود که در شکل (۵-الف) دیده می شود. شکل های (۵-ج) و (۵-د) بحث بالا را علاوه اثر تلفات فیبر نشان می دهند. در این شکلها علاوه بر اثرات GVD و SPM در نواحی مختلف که در بالا بدان اشاره شد، اثر محدود کننده اتلاف فیبر بخوبی قابل تشخیص است.

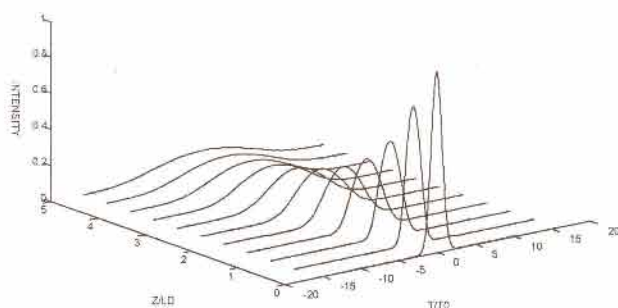
فرکانسی پائین تر در ناحیه عادی فیبر سریعتر از مؤلفه های فرکانسی بالاتر حرکت می کنند، SPM باعث پهن شدن شدگی بیشتر پالس نسبت به GVD تنها می شود. اما در ناحیه غیر عادی فیبر وضعیت طور دیگری است. در ابتدا پالس خیلی آهسته تر از آنچه که از GVD تنها انتظار می رفت پهن شده و سپس پس از طی مسافتی به یک حالت پایدار می رسد. در واقع این رفتار بدان علت است که چرپ القایی SPM در پالس مثبت است ولی چرپ القایی GVD در پالس بعلت منفی بودن β_p ، منفی است. در نتیجه این دو چرپ در نزدیکی مرکز پالس یکدیگر را خنثی می کنند و شکل پالس در طول انتشار حفظ می شود. این نوع تحول پالس به نام تحول سولیتونی معروف است و علت آنکه در ابتدا پهن



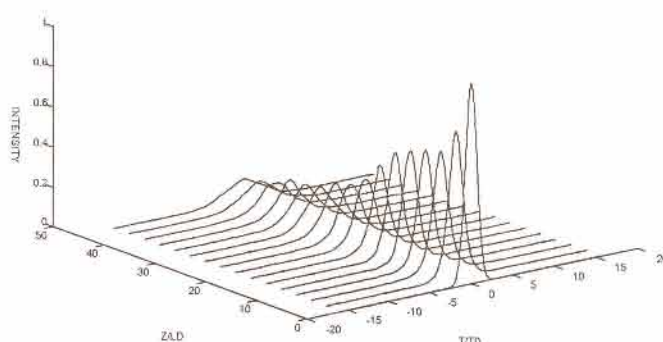
الف) $\beta_p < 0, L = \infty, \alpha = 0, \frac{dB}{Km}, L_{NL} = 328 / m$



ب) $\beta_p > 0, L = 2/0.3 \text{ Km}, \alpha = 0, \frac{dB}{Km}, L_{NL} = 328 \text{ m}$



$$\beta_v > 0, L = 1/8 \text{ Km}, \alpha = 0.3 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 378 \text{ m} \quad \text{ج}$$



$$\beta_v < 0, L = 16/8 \text{ Km}, \alpha = 0.3 \frac{\text{dB}}{\text{Km}}, L_{NL} = 378/9 \text{ m} \quad \text{د}$$

شکل ۵ تحول پالس در فیبر نوری تک مد، در حالت $L \geq L_D$ و $L \geq L_{NL}$ با مشخصات:

$$T_p = 2/6 \text{ ps}, |\beta_v| = 2 \times 10^{-22} \frac{\text{s}^2}{\text{m}}, L_D = 333/3 \text{ m}, P_{\min} = 0.05 \text{ W} = -13 \text{ dB}, P_{\text{in}} = 0.5 \text{ W} = -3 \text{ dB}$$

ب) هم صحبتی تقویت کننده

با توجه به مدل ارائه شده برای تقویت کننده، وضعیت آماری بهره (تابع جرم احتمال بهره تقویت کننده) و نویز تقویت کننده محاسبه شده و با توجه به این محاسبات میزان خطای بیت تقویت کننده با استفاده از رابطه (۱۶) بر حسب متوسط توان ورودی هر کانال و به ازای تعداد کانالهای مختلف محاسبه می شود. میزان افزایش متوسط توان ورودی هر کانال برای دستیابی به میزان خطای بیت مورد نظر، نسبت به حالت عدم وجود کانالهای تداخلگر، برابر تاوان و اتلاف کلی تقویت کننده خواهد بود. به طور دقیق تر با توجه به رابطه

۵) و دانستن اینکه توان ورودی دارای توزیع بای نومیال

است [۹ و ۱۰]، البته با فرض اینکه توان خروجی تمامی کانالها یکسان باشند، وضعیت آماری بهره تقویت کننده و در نتیجه سطوح مختلف آشکار شده در خروجی آشکارساز بدست می آیند. از طرف دیگر با توجه به روابط (۹) تا (۱۳) قدرت کلی نویز و قدرت سیگنال، به ازای سطوح مختلف آشکار شده در خروجی آشکارساز، محاسبه می شوند. بعلاوه سطح تصمیم گیری با توجه به ماکزیمم سطح صفر دریافتی و مینیمم سطح یک دریافتی محاسبه می شود، چرا که سطح تصمیم گیری در این حالت به مقدار بهینه آن نزدیکتر است

طرز صحیحی مورد استفاده قرار گیرد. شکلهای (۶) و (۷) نحوه قرار گرفتن تقویت کننده های نوری را در توپولوژیهای باسی و ستاره ای نشان می دهد. بدترین حاشیه در توپولوژی باسی، شکل (۶)، هنگامی رخ می دهد که اولین ایستگاه در اولین طبقه، فاصله بین دو تقویت کننده متوالی را طبقه گویند، بخواهد عمل ارسال را انجام دهد. در این توپولوژی اثر تجمعی نویز ASE در گیرنده با تعریف فاکتور تشعشع خود به خودی معادل، N'_{sp} ، در نظر گرفته شده است [۲۴ و ۲۵]:

$$\begin{cases} N'_{sp,1} = N_{sp,1} \\ N'_{sp,i} = \frac{N'_{sp,i-1} G_{i-1}}{L_{i-1}} + N_{sp,i} \end{cases} \quad 2 \leq i \leq N \quad (25)$$

که در آن $N_{sp,i}$ فاکتور تشعشع خود به خودی i امین تقویت کننده، $N'_{sp,i}$ فاکتور تشعشع خود به خودی معادل در تقویت کننده i ام، G_{i-1} بهره $(i-1)$ امین تقویت کننده و L_{i-1} اتلاف بین تقویت کننده $(i-1)$ ام و i ام است. در توپولوژی ستاره ای با توجه به مکان تقویت کننده در توپولوژی، تعداد نودهای مجاز متفاوت خواهد بود، این حالتها در شکل (۷) نشان داده شده اند. بدترین حالت در مورد حالت ۷-الف هنگامی رخ می دهد که تنها یک ایستگاه در حال ارسال باشد، چرا که در این حالت قدرت نویز دیگر تقویت کننده ها بزرگ است، زیرا بهره اشباع نشده آنها بسیار بالا است. حال آنکه در حالت ۷-ب، بدترین حالت هنگامی رخ می دهد که همه ایستگاهها بطور همزمان در حال ارسال باشند، که در این وضعیت، بهره تقویت کننده بعلا افزایش توان کلی ورودی به تقویت کننده، کوچک خواهد بود. شاید تصور کنید که حالت ۷-ج این نقصان را می تواند جبران کند چرا که در این حالت تنها سیگنال انتخاب شده، تقویت می شود و در نتیجه وضعیت اشباع بهره تقویت کننده کمتر است. ولی با توجه به آنکه در این وضعیت، فیلتر نوری بین تقویت کننده و گیرنده وجود ندارد، در نتیجه تمامی پهنای نویز تشعشع خود به خودی THz ۳، معادل عرض باند انتخابی nm ۲۴

[۹]. در نهایت با استفاده از رابطه (۱۶) میزان خطای بیت ارزیابی می شود و در نتیجه می توان منحنی تغییرات میزان خطای بیت را بر حسب تغییرات توان متوسط هر کانال رسم کرده و با استفاده از آن، با توجه به میزان خطای بیت مورد نظر، تاوان و اتلاف کلی تقویت کننده را ارزیابی کرد.

ج) هم صحبتی فیلتر

با توجه به مدل ارائه شده برای فیلتر، تابع جرم احتمالات فیلتر محاسبه شده و با توجه به وضعیت نویز، میزان خطای بیت با استفاده از رابطه (۲۱) بر حسب نسبت سیگنال به نویز و به ازای تعداد کانالهای مختلف محاسبه می شود و در نتیجه تاوان و اتلاف هم صحبتی فیلتر، که تعریفی نظیر حالت (ب) دارد، بدست خواهد آمد. بعبارت دیگر، با توجه به دانستن تابع جرم احتمال خروجی فیلتر ناشی از یک کانال، با توجه به رابطه (۱۸) قابل دستیابی است، تابع جرم احتمال هم صحبتی کلی فیلتر برابر کانولوشن تابع جرم احتمالات ناشی از $(N-1)$ کانال تداخلگر خواهد بود. در نتیجه میزان خطای بیت با استفاده از روابط (۲۱) و (۲۲) محاسبه شده و می توان منحنی میزان خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به نویز را رسم کرده و با استفاده از آن، با توجه به میزان خطای بیت مورد نظر، تاوان و اتلاف هم صحبتی را ارزیابی کرد [۱۱].

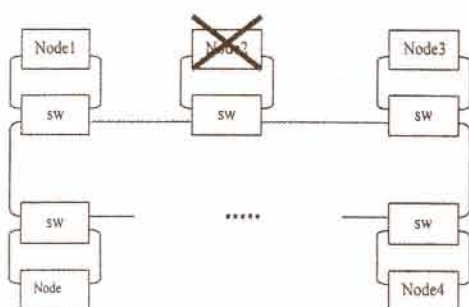
۴-۲- حداکثر تعداد نودهای قابل قبول

بطور کلی تعداد ایستگاههای قابل حمایت در هر توپولوژی با قرار دادن میزان خطای بیت حاصل از هر زوج فرستنده - گیرنده کمتر از یک مقدار مورد نیاز (در اینجا 10^{-9}) بدست می آید، مسلماً در هر توپولوژی زوج فرستنده - گیرنده با بدترین حاشیه باید مد نظر قرار گیرد. بدین منظور باید رابطه (۱۴) با در نظر گرفتن پدیده اشباع و نویز در تقویت کننده ها، به ویژه در توپولوژی باسی یا حلقوی که زنجیره ای از تقویت کننده ها بکار می رود، به

۴-۳- قابلیت اطمینان شبکه

در این قسمت یک مدل ریاضی برای قابلیت اطمینان سیستمی متشکل از N نود غیرمطمئن^۱ ارائه شده است (شکل (۸)). این مدل می تواند برای محاسبه قابلیت اطمینان شبکه های حلقوی و یا بایسی که مکانیزم بازیابی شبکه در حالت خراب شدن نودها بستگی به مجزا کردن^۲ نودهای معیوب دارد، بکار رود، اما حاشیه توانی شبکه برای غلبه بر تلفات ناشی از سوئیچ های مجزا کننده پی در پی که تعدادشان بیشتر از n باشد، کافی نیست. در شبکه های ستاره ای می توان از تمهیداتی نظیر دوبله کردن نود مرکزی، استفاده نمود. در این قسمت از تکنیک سوئیچ های مجزا کننده در شبکه های حلقوی و بایسی استفاده شده و در شبکه های ستاره ای فرض شده است که با تمهیدات اندیشیده شده، نود مرکزی کاملاً مطمئن^۳ است. با توجه به این توضیحات میتوان نشان داد که قابلیت اطمینان شبکه های بایسی یا حلقوی برابر است با [۱۲]:

SW : Switch

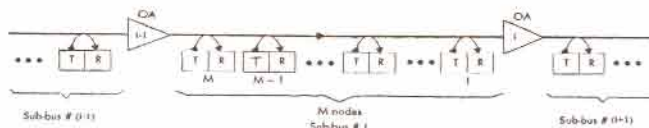


شکل ۸ مکانیزم افزایش قابلیت اطمینان در توپولوژی بایسی یا حلقوی با استفاده از سوئیچ های مجزا کننده

$$Rel(p) = \sum_{i=0}^N F_i(N, n) p^{N-i} (1-p)^i \quad (26)$$

1. Unreliable
2. Bypass
3. Reliable

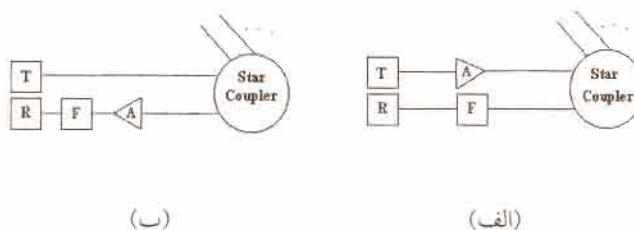
برای تقویت کننده، در ورودی گیرنده ظاهر می شود که این منجر به پائین آمدن عملکرد سیستم می شود. بنابراین با توجه به مشخص شدن زوج فرستنده-گیرنده ایی که بدترین حاشیه را در هر توپولوژی مشخص می کند، با استفاده از روابط (۵)، (۶) و (۱۳) قدرت سیگنال و با استفاده از روابط (۸) تا (۱۲) قدرت کلی نویز محاسبه شده، در توپولوژی بایسی باید از فاکتور N'_{sp} در روابط (۹) تا (۱۲) استفاده شود، و با استفاده از رابطه (۱۴) میزان خطای بیت حساب می شود. اگر این میزان کمتر از 10^{-9} باشد، تعداد نودها زیاد شده و روال فوق تکرار می شود و در غیر اینصورت فرآیند کار متوقف می شود.



OA : Optical Amplifier

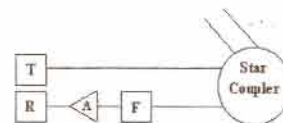
شکل ۶ نحوه قرار گرفتن تقویت کننده های نوری در توپولوژی

بایسی و یا حلقوی



T: Optical Transmitter, R: Optical Receiver
F: Optical Filter, A: Optical Amplifier

(ج)



شکل ۷ محل های مختلف قرار گرفتن تقویت کننده در توپولوژی ستاره ای:

- الف) حالت ۱: بعد از فرستنده و قبل از کاپلر ستاره ای، ب) حالت ۲: بعد از کاپلر ستاره ای و قبل از فیلتر نوری، ج) حالت ۳: بعد از فیلتر نوری و قبل از آشکارساز نوری

محاسبات فرض شده است که نودها در تمامی توپولوژیها با فواصل مساوی و بر روی محیط یک دایره قرار گرفته اند.

۵- نتایج عددی

در توپولوژی نقطه به نقطه علاوه بر مهم بودن اثرات عواملی نظیر پاشندگی و یا اثرات غیر خطی فاکتور دیگری نیز ارزش حیاتی دارد. این فاکتور در واقع ماکزیمم طول لینک ممکن بدون استفاده از بازسازها است، که خود این فاکتور وابسته به عوامل مذکور است. نتایج ارائه شده در جدول (۱) در مورد این ماکزیمم طول است، که این نتایج با در نظر گرفتن عوامل مختلف نظیر نویز تقویت کننده ها و اثر تجمعی آن در طول لینک، هم صحبتی (در بدترین حالت)، تغییرات قدرت سیگنال ورودی به تقویت کننده ها در طول لینک و اثرات مشخصه های آنها بدست آمده اند. (برای بدست آوردن اطلاعات بیشتر می توان به توضیحات ارائه شده در مورد توپولوژی باسی، ۴-۲، رجوع کرد، چرا که از این لحاظ دو توپولوژی شبیه یکدیگر هستند. تفاوت اصلی در انجام محاسبات آن است که در توپولوژی باسی کانالها (نودها) بصورت تدریجی در طول مسیر اضافه می شوند، ولی در توپولوژی نقطه به نقطه کانالها بطور یکجا در ابتدای مسیر اعمال می شوند. بعبارت دیگر در توپولوژی نقطه به نقطه در جدول ۱ ماکزیمم طول بدون استفاده از بازسازها در توپولوژی نقطه به نقطه

طول کلی لینک Km	تعداد تقویت کننده ها	بهره حالت پایدار / بهره اشباع نشده (هر طبقه) dB	اتلاف (هر طبقه) dB	متوسط توان هر کانال (μW) × تعداد کانالها
۶۶۲۰	۳۳۱	۲۰ dB ۶ dB	۶	۱۰×۱
۲۷۳۵۰	۲۷۳۵	۲۰ dB ۳ dB	۳	۱۰×۱
۱۱۰۰	۵۵	۲۰ dB ۶ dB	۶	۵۰×۱
۵۴۱۰	۵۴۱	۲۰ dB ۳ dB	۳	۵۰×۱
۴۲۰	۲۱	۲۰ dB ۶ dB	۶	۱۰۰×۱
۲۶۷۰	۲۶۷	۲۰ dB ۳ dB	۳	۱۰۰×۱

که در آن $Rel(p)$ ، احتمال فعال بودن شبکه، N تعداد نودها در شبکه، n ماکزیمم تعداد مجاز نودهای معیوب پی در پی، i تعداد کلی نودهای خراب، $F_i(N, n)$ تعداد حالت های مشخصی است که در آن i نود معیوب شده اند و در عین حال اتصال شبکه برقرار است و p احتمال فعال بودن هر نود است. می توان نشان داد که $F_i(N, n)$ برابر است با [۱۲]:

$$F_i(N, n) = \sum_{k=1}^{n-1} k L_{i-1-k}(N-1-k, n) + L_i(N, n) + L_i(N+1, n) \quad (27)$$

که در آن $L_i(N, n)$ تعداد حالتی است که در آن دقیقاً i نود از N نود معیوب شده ولی نودهای ابتدایی و انتهایی معیوب نمی شوند. محاسبه قابلیت اطمینان شبکه ستاره ای با شمارش تعداد حالات معیوب شدن i نود از میان N نود و جایگذاری آن بجای $F_i(N, n)$ در رابطه (۲۶)، میسر خواهد بود. اگر فرض شود که نود مرکز کاملاً مطمئن است، قابلیت اطمینان شبکه ستاره ای بصورت زیر محاسبه می شود:

$$Rel_s(p) = \sum_{i=0}^N C_N^i p^{N-i} (1-p)^i \quad (28)$$

$$C_N^i = \frac{N!}{i!(N-i)!} \quad \text{که در آن:}$$

۴-۴- محدودیتهای فیزیکی

در این قسمت با توجه به ساختار هر توپولوژی محدودیت های فیزیکی حاکم بر توپولوژیهای ارائه شده (باسی، حلقوی و ستاره ای)، نظیر مقدار فیبر مورد نیاز، تأخیر متوسط انتشار سیگنال (مجموع فواصل فرستنده - گیرنده های مختلف تقسیم بر تعداد حالات ترکیب های مختلف فرستنده - گیرنده ها)، تعداد کابلها، فیلترها، فرستنده ها، گیرنده ها و تقویت کننده های نوری و نحوه نگهداری در هر توپولوژی مطرح شده است. نتایج حاصل از این قسمت می تواند راهنمای ساده ای در انتخاب نوع توپولوژی با توجه به نیازها و محدودیت ها باشد. (بالاخص از جنبه اقتصادی). در این

بهره حالت پایدار صورت پذیرد و در غیر این صورت افزایش این پارامترها مؤثر نخواهد افتاد!

البته طولهای مذکور بدون در نظر گرفتن اثرات پاشندگی و اثرات غیر خطی بوده است. بدین منظور کافی است که با استفاده از قسمت ۳-۱ طول معادل بین دو تقویت کننده متوالی را بدست آورد. از آنجائی که توان هر کانال بسیار پائین است، (-30 dBm)، لذا مقدار L_{NL} بسیار بزرگتر از طول فیبر بین دو تقویت کننده است. برای طول موج $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ،

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0} = 1644460 \text{ Km}, \gamma = 0.0061$$
 خواهد شد.

برای بدست آوردن L_D باید نرخ بیت هر کانال مشخص باشد، بعنوان مثال اگر هر کانال دارای نرخ بیت 1 Gbs بوده باشد، دوره هر بیت (با فرض فرمت کدینگ NRZ) برابر $T = 1 \text{ ns}$ است. اگر فرض شود $T = 10 T_0$ ، که در آن T_0 عرض باند سه دسی بل پالس است، آنگاه می توان از اثر مخرب تداخل سمبلها در گیرنده (ISI) صرف نظر کرد. در نتیجه $T_0 = 100 \text{ ps}$ شده و $L_D = \frac{T_0}{|\beta_1|} = 500 \text{ Km}$

با توجه به آنکه $L \ll (L_{NL} \text{ و } L_D)$ است، در نتیجه می توان از اثرات پاشندگی و اثرات غیر خطی صرف نظر کرد و پاشندگی و اثرات غیر خطی تاوان و اتلافی را در این حالت ایجاد نمی کنند و طول کلی مذکور در جدول صفحه قبل تغییر نمی کند. در واقع در تمام مثالهای مطرح شده در جدول مذکور می توان گفت که با توجه به پائین بودن توان ارسالی هر کانال و کم بودن فاصله بین تقویت کننده ها، نتایج با وجود اثرات مذکور تغییری نخواهد کرد و مشاهده می شود که با استفاده از زنجیره تقویت کننده های نوری می توان هزارها کیلومتر را بدون استفاده از بازسازها پوشش داد و از ایشروست که ارتباطات بین قاره ای و ارتباطات زیردریاها از نوع فیبر نوری است. به هر حال تاوان و اتلاف ناشی از پاشندگی و اثرات غیر خطی پارامتر بسیار مهمی است که باید در برآورد بودجه توانی شبکه مورد توجه قرار گیرد. این تاوان

ورودی هر تقویت کننده تمامی کانالها با افت یکسان حضور دارند ولی در توپولوژی باسی با حرکت در طول باس به ورودی هر تقویت کننده یک کانال اضافه می شود و کانالها با افتهای متفاوت به ورودی هر تقویت کننده می رسند.

نتایج حاصل برای توپولوژی نقطه به نقطه نشان می دهد که حداکثر طول لینک قابل دسترس بستگی به عوامل مختلفی نظیر تعداد کانالها، اتلاف بین طبقات، توان اشباع تقویت کننده، بهره اشباع نشده تقویت کننده و توان هر کانال دارد. از نتایج جدول فوق دیده می شود که افزایش تعداد کانالها و یا افزایش اتلاف بین طبقات باعث کاهش طول کلی لینک می شود. بعبارت دیگر نتیجه مهم و اساسی که می توان بیان کرد آن است که به ازای یک تعداد کانال مشخص، اتلاف کمتر در بین طبقات (طول کمتر فیبر بین دو تقویت کننده متوالی) باعث افزایش قابل توجه طول لینک کلی می شود. البته این نتیجه در صورتی درست است که هدف ماکزیمم سازی طول لینک باشد، چرا که اگر طول لینک ثابت باشد، در این صورت هر چقدر که اتلاف بین طبقات کمتر باشد، نیاز به تقویت کننده های بیشتری وجود دارد. (بعنوان مثال با توجه به جدول اگر طول $L = 6620 \text{ Km}$ مد نظر باشد، مشاهده می شود که در حالت ۲، ردیف ۲ از جدول فوق، دو برابر حالت ۱، ردیف ۱ از جدول فوق، نیاز به تقویت کننده دارد.) نکته آخر آن است که این نتایج به ازای یک بهره اشباع نشده و توان اشباع خروجی خاص برای تقویت کننده و توان ورودی خاص ($P_{in} = -30 \text{ dBm}$ ، $P_{sat} = 0.01$ و $G_0 = 100$) بوده است. مشخصا با افزایش معقول این پارامترها نیز می توان طول کلی را بهبود بخشید. (افزایش معقول بدین معنی است که بهره تقویت کننده ها با توجه به P_{sat} ، P_{in} ، G_0 و تعداد کانالها به سرعت به مقدار پایدار خود می رسد، که این مقدار پایدار برابر اتلاف بین دو طبقه است، و بنابراین افزایش هر کدام از پارامترها باید با توجه به پارامترهای دیگر، وضعیت تجمعی نویز تقویت کننده ها و این

و اتلاف بسته به طول فیبر، توان سیگنال ورودی به فیبر، نرخ بیت سیگنال و مشخصه های فیبر متفاوت است. مثالهای ارائه شده در جدول صفحه قبل در واقع در حالت (الف-۱) از تقسیم بندی ارائه شده در بخش (۴-۱-الف) قرار می گیرند. بعنوان مثالی که این تاوان و اتلاف در آن مطرح باشد، به مثال ارائه شده در شکل (۳-الف) و (۳-ب) رجوع کنید، در این مثال پس از طی طول $2/7 \text{ Km}$ ، 10 dB افت حاصل می شود، حال آنکه در غیاب این اثرات افت $1 \text{ dB} \approx 2/7 \times 0/3$ حادث می شود و در نتیجه تاوان و اتلاف مذکور تقریباً برابر 9 dB است و این تاوان نسبتاً بزرگ در واقع ناشی از کوچک بودن بیش از حد T_0 رخ داده که برای نشان دادن اثر مخرب پاشندگی اتخاذ شده است. به هر حال این تاوانها در در نظر گرفتن اثرات مخرب پاشندگی و اثرات غیر خطی می تواند بسیار مفید باشند و از آنها می توان در طراحی شبکه های فیبر نوری استفاده جست.

حال از بحث در مورد توپولوژی نقطه به نقطه خارج شده و به نتیجه گیری در مورد مباحث مطرح شده در مورد توپولوژیهای دیگر پرداخته می شود. (برای بدست آوردن اطلاعات بیشتر در مورد نحوه بدست آوردن نتایج و شکلهای این بخش به توضیحات مربوطه از بخش (۴) رجوع کنید.) بحث های مطرح شده در مورد توپولوژیهای مختلف عبارت بودند از:

- حداکثر تعداد نودها و محصول هر توپولوژی
 - هم صحبتی ناشی از وجود تقویت کننده های نوری
 - هم صحبتی ناشی از وجود فیلترهای نوری
 - قابلیت اطمینان توپولوژیهای مختلف
 - محدودیت های فیزیکی هر توپولوژی
- در مورد حداکثر تعداد نودهای مجاز در هر توپولوژی، از دو جهت، یکی در حالت بدون استفاده از تقویت کننده های نوری و دیگری با استفاده از آنها، بررسی ها صورت پذیرفت. (برای آگاهی در مورد پارامترهای بکار رفته در این قسمت به مرجع [۸] رجوع کنید.) در حالت بدون استفاده از

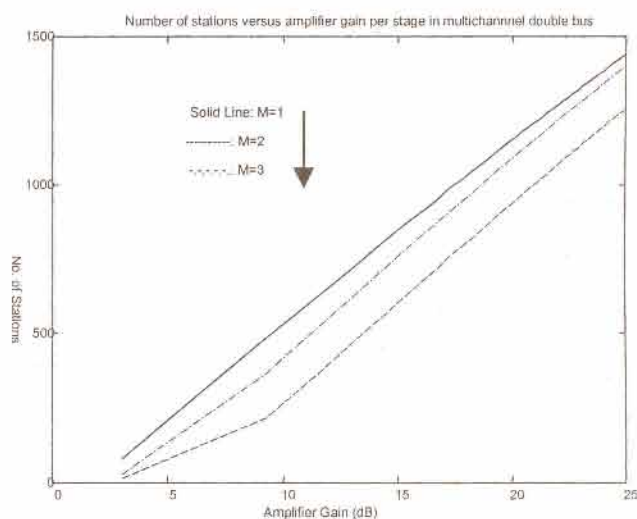
تقویت کننده های نوری مشاهده شد که این تعداد در توپولوژیهای باسی و حلقوی به چند ده و در توپولوژی ستاره ای به چند صد نود می تواند برسد، ولی به هر حال در این حالت توپولوژی ستاره ای با توجه به وضعیت بهتر بودجه توانی آن، بهتر عمل می ند. اما با استفاده از تقویت کننده های نوری مشاهده شد که با بهره متوسط و مشخصات نوعی ارائه شده، توپولوژی باسی حدود هزار نود و توپولوژی ستاره ای حدود سه هزار نود را می توانند حمایت کنند. اما توپولوژی حلقوی با توجه به محدودیت بهره هر تقویت کننده در آن (زیرا بهره کلی حلقه باید از اتلاف کلی کمتر و یا مساوی باشد و بعبارت دیگر با توجه به یکسان بودن تقویت کننده ها و فواصل بین آنها، بهره هر طبقه باید کمتر یا مساوی اتلاف هر طبقه باشد و با توجه به اینکه در مثالهای ارائه شده، این اتلاف برابر 2 dB فرض شده، لذا $G_{\max} = 2 \text{ dB}$ خواهد بود.) و با استفاده از نتایج مربوط به توپولوژی باسی مشاهده می شود که این تعداد در توپولوژی حلقوی به حدود 80 می رسد. بنابراین توپولوژی ستاره ای در این حالت نیز بیشترین تعداد نودها را می تواند حمایت کند. این نتایج از شکل (۹) قابل استنباط است.

در مورد هم صحبتی ناشی از تقویت کننده های نوری، برای آگاهی در مورد پارامترهای بکار رفته در این قسمت به مرجع [۹] رجوع کنید، نتایج حاصل از شبیه سازی نشان می دهند که تاوان و اتلاف ناشی از حضور 10 کانال تداخلگر بر روی کانال مورد نظر (با فرض $B_e = 100 \text{ MHz}$ ، $B_0 = 10 \text{ GHz}$ ، $r = 0$ و در حالت Low Data Rate، که در آنها r نسبت خاموشی، B_0 پهنای باند نوری و B_e پهنای باند الکتریکی هستند و بعلاوه $BER = 10^{-9}$ است، یعنی میزان خطای بیت مورد نیاز 10^{-9} بوده و در شکلها با خطی افقی مشخص گردیده است.) برابر $0/5 \text{ dB}$ و در حالتی که تعداد کانالها به 100 برسد، این تاوان به $2/5 \text{ dB}$ می رسد (شکل (۱۰-الف)).

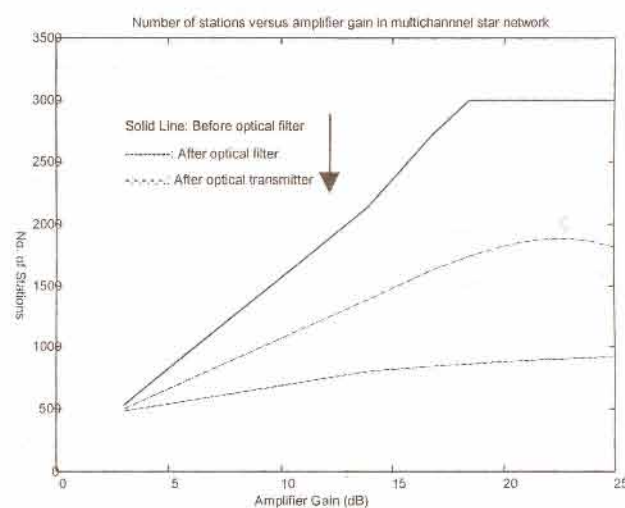
مستقل از N است، چرا که N هر عددی باشد، بدلیل وجود فیلتر نوری، سطوح دریافتی در گیرنده شامل دو سطح صفر و یک خواهد بود ولی در حالت استفاده از تقویت کننده بدلیل وجود تقویت کننده نوری سطوح دریافتی به تعداد کانالها بستگی دارد، که این امر ناشی از تصادفی بودن بهره تقویت کننده نسبت به توان ورودی است. اما در حالت High Data Rate ($B_e = 100 \text{ MHz}$, $B_o = 10 \text{ GHz}$, $r = 0$) تاوان و اتلاف ناشی از حضور ۱۰ کانال، تداخلگر تقریباً صفر و در حضور ۱۰۰ کانال تداخلگر برابر ۰/۷ دسی بل است، که در مقایسه با حالت نرخ داده کم، تاوانهای کمتری پرداخت شده است (شکل ۱۰-ب)). این امر بدان علت است که در نرخ داده کم، یک سطح صفر بهره بیشتری نسبت به سطح یک دارد [۹]، حال آنکه در نرخ داده بالا، سطوح صفر و یک بهره یکسانی دارند و در نتیجه حالت نرخ داده بالا از لحاظ حاشیه ای بهتر عمل می کند. با افزایش B_e ، تاوانهای مذکور بطور قابل توجهی افزایش می یابند، چرا که میزان اشباع بهره تقویت کننده در این حالت بیشتر خواهد بود، بعلاوه آنکه در نرخ بیهای بالاتر، توانهای بیشتری به منظور دستیابی به همان میزان خطای بیت نیاز است.

همچنین می توان نشان داد که در نرخ داده کم، هر دو مولفه اشباع و هم صحبتی در عملکرد تقویت کننده موثر هستند. مولفه اشباع مربوط به کاهش بهره ناشی از متوسط توان ورودی و مولفه هم صحبتی ناشی از ماهیت تصادفی سیگنال ورودی حول مقدار میانگین آن است. مولفه اشباع با محاسبه نرخ خطا هنگامی که تمامی کانالهای تداخل گر، یک توان متوسط ثابتی را می فرستند، ارزیابی می شود. آنگاه تاوان و اتلاف ناشی از مولفه هم صحبتی، برابر تفاوت بین تاوان کلی (که از شکل ۱۰) و با توجه به توضیحات ۴-۱-ب قابل دستیابی است) و تاوان ناشی از مولفه اشباع خواهد بود.

در این حالت، هنگامی که تعداد کانالها کم است، مولفه اشباع نسبت به مولفه هم صحبتی کوچک بوده و هنگامی که تعداد کانالها زیاد باشد، مولفه اشباع غالب خواهد بود. از



(الف)



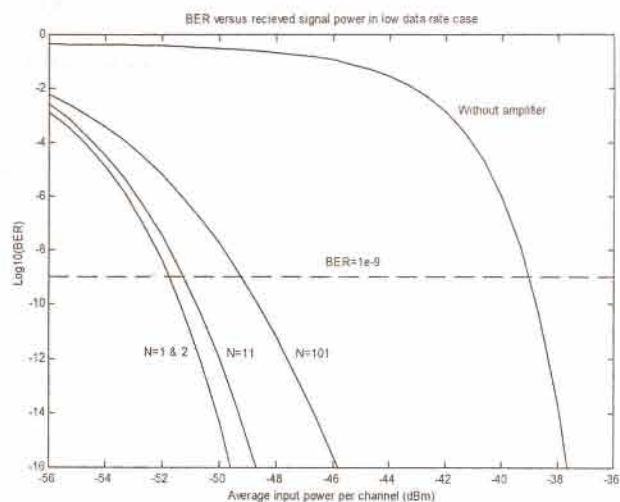
(ب)

شکل ۹ تعداد ایستگاههای مجاز برحسب بهره اشباع نشده هر تقویت کننده: (الف) توپولوژی باسی، (ب) توپولوژی ستاره ای

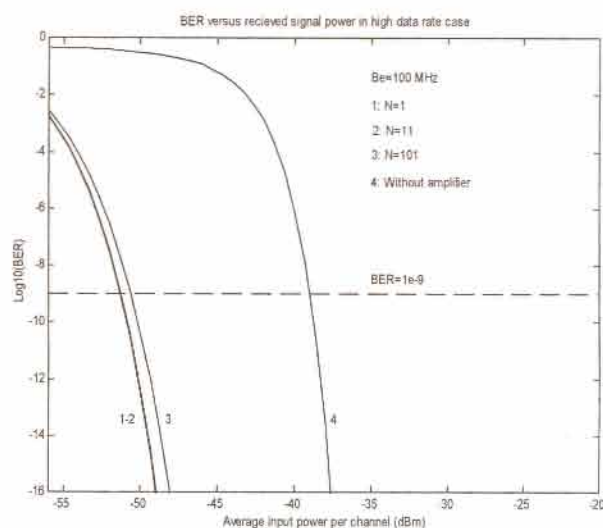
این تاوان با افزایش بیشتر کانالها، افزایش محسوسی می یابد ولی به هر حال استفاده از تقویت کننده علاوه بر افزایش تعداد استفاده کنندگان، بهره سیستمی خوبی را مهیا کرده که منجر به بهبود بودجه توانی تمامی استفاده کنندگان شده است. (در شکل ۱۰، حالت بدون استفاده از تقویت کننده

اثرات مولفه هم صحبتی می توان صرف نظر کرد. در تقویت کننده های EDFA طول عمر باز ترکیبی حاملها در حدود 10 ms است و در نتیجه نرخ داده های بسیار بزرگتر از 100 Hz ، که در عمل هم چنین است، در ناحیه نرخ داده بالا قرار می گیرند، از اینروست که در این تقویت کننده ها تنها مولفه اشباع مهم است. اما در تقویت کننده های نیمه هادی TWA وضعیت طور دیگری است. در این نوع تقویت کننده ها طول عمر باز ترکیبی حاملها در حدود 1 ns است و در نتیجه نرخ داده های بسیار کوچکتر از 1 GHz در ناحیه نرخ داده کم و نرخ داده های بسیار بزرگتر از 1 GHz در ناحیه نرخ داده بالا قرار می گیرند. لذا دیده می شود با توجه به آنکه در بسیاری از کاربردهای مخابراتی نرخ بیت داده کمتر از 1 GHz است، در این کاربردها اثر مولفه هم صحبتی این تقویت کننده ها قابل اغماض نیست و هر دو مولفه مذکور عملکرد سیستم را تحت تاثیر قرار می دهند.

در مورد هم صحبتی ناشی از فیلترهای نوری، که بعنوان دی مالتیپلکسر نوری بکار رفته اند، نتایج نشان می دهند که در ازای حضور 10 یا 20 کانال تداخلگر در ورودی فیلتر، با فرض میزان خطای بیت مورد نیاز 10^{-9} ، (یعنی خط $BER = 10^{-9}$ بر روی شکل (۱) تقریباً تاوان و اتلافی، تعریف تاوان و اتلاف فیلتر در رابطه (۲۳) آمده است، پرداخته نمی شود و با افزایش این تعداد به 40 این تاوان به حدود $26/5\text{ dB}$ می رسد (شکل (۱۱)). ضمناً نتایج حاصل از بهینه سازی فیلتر نشان داد که به ازای یک تاوان و اتلاف مجاز، تعداد استفاده کنندگان با ضریب تلف آینه ها (A) نسبت عکس دارد. یعنی اینکه هر چقدر A کمتر باشد، تعداد استفاده کنندگان بیشتر خواهد بود. لذا با توجه به A داده شده (که به ساختار فیلتر بستگی دارد) و نیز با توجه به تعداد استفاده کنندگان مورد نظر میتوان با بهینه کردن دقت فیلتر به مقدار بهینه تاوان و اتلاف هم صحبتی در فیلتر رسید. (از شکل (۱۲-الف) مقدار بهینه تاوان و اتلاف هم صحبتی و از



(الف)



(ب)

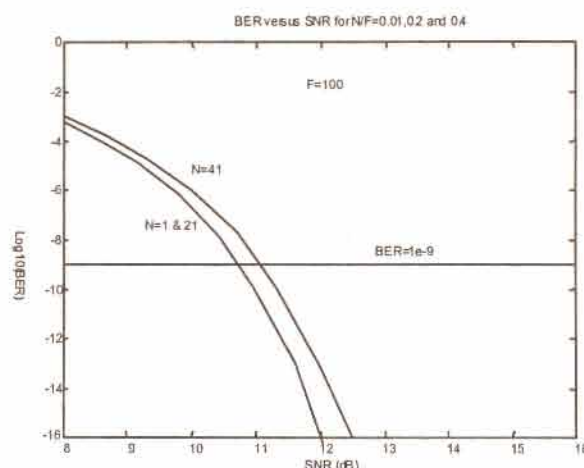
شکل ۱۰ میزان خطای بیت بر حسب توان متوسط ورودی هر کانال، با استفاده و بدون استفاده از تقویت کننده: (الف) در نرخ داده کم، (ب) در نرخ داده زیاد

طرف دیگر، در نرخ داده بالا، با توجه به ثابت بودن بهره نسبت به تغییرات توان ورودی، تنها مولفه اشباع در ایجاد تاوان و اتلاف ناشی از کانالهای تداخلگر سهمیه بوده و از

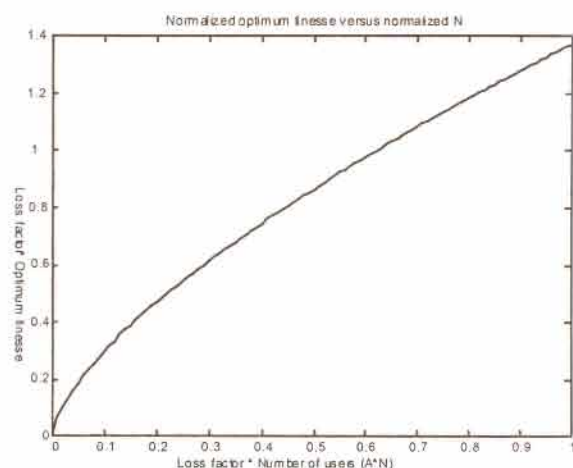
شکل (۱۲-ب) دقت بهینه فیلتر بدست می آیند، در این شکلها ضریب نرمالیزاسیون A^{-1} است.

در مورد قابلیت اطمینان شبکه ها با استفاده از سوئیچ های مجزا کننده در شبکه های حلقوی و باسی و فرض مطمئن بودن نود مرکزی در توپولوژی ستاره ای نتایج نشان میدهد که به ازای فرض یک احتمال p ($0 < p < 1$) برای فعال بودن هر نود، توپولوژی ستاره ای بیشترین قابلیت اطمینان را داراست و توپولوژیهای باسی و حلقوی در رتبه دوم قرار دارند. در توپولوژیهای باسی و حلقوی با افزایش p و یا n (حداکثر تعداد مجاز نودهای معیوب پی در پی که تابعی از بودجه توانی شبکه است، بعنوان مثال اگر حاشیه توانی فرض شده برای خرابی المانها در بین زوج فرستنده-گیرنده ای سه دی پی بوده باشد، در این صورت با فرض آنکه عبور از هر سوئیچ یک دی پی اتلاف ایجاد می کند، حداکثر تعداد نودهای معیوب پی در پی ۳ خواهد بود.) و یا کاهش N (تعداد نودها) می توان قابلیت اطمینان آنها را افزایش داد (شکل (۱۳)).

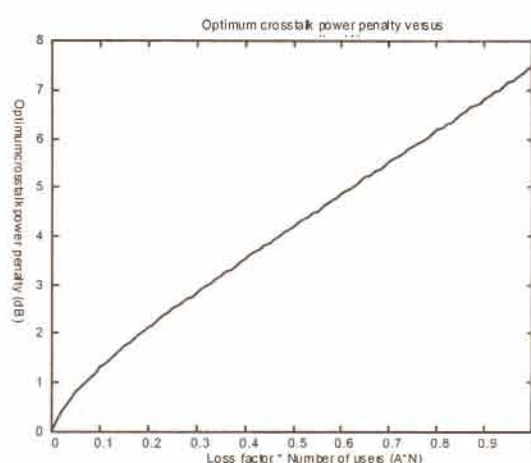
محدودیت های فیزیکی نیز با توجه به ساختار هر توپولوژی قابل دستیابی هستند. در مورد مقدار فیبر مورد نیاز نتایج نشان می دهند که برای N های قابل توجه، $N \geq 6$ ، توپولوژی حلقوی به کمترین مقدار فیبر و توپولوژی ستاره ای به بیشترین مقدار فیبر نیازمند است و توپولوژی باسی از این لحاظ در حد وسط است [۲۶ و ۲۷]. از لحاظ تأخیر انتشار سیگنال، برای N های قابل توجه، توپولوژی باسی به هم تابیده بیشترین تأخیر و توپولوژی حلقوی از این لحاظ در مقام دوم و سپس توپولوژیهای باسی دابل و ستاره ای قرار دارند [۲۶ و ۲۷]. بعبارت دیگر از این لحاظ توپولوژی ستاره ای بهترین عملکرد و توپولوژی باسی به هم تابیده بدترین عملکرد را دارند. در مورد تعداد المانهای نوری می توان گفت



شکل ۱۱ میزان خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به نویز



(الف)



(ب)

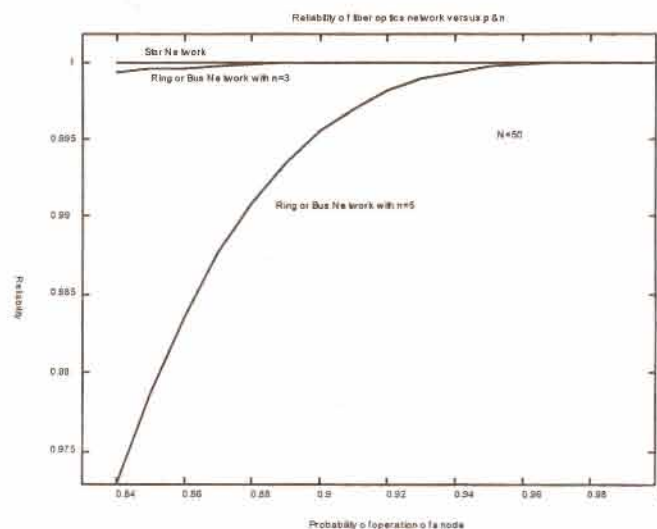
شکل ۱۲ دقت نرمالیزه و توان و اتلاف توان ناشی از هم صحبتی فیلتر در حالت بهینه بر حسب N نرمالیزه

نیاز به $2N$ زوج مذکور و $2N$ فیلتر نوری دارد، N زوج فرستنده - گیرنده و N فیلتر نوری نیاز است.

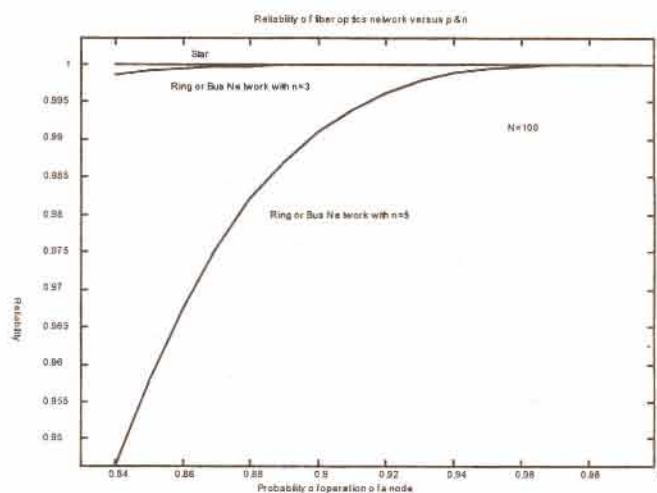
۶- نتیجه گیری

در این مقاله عملکرد شبکه های فیبر نوری با توپولوژی های متداول نظیر نقطه به نقطه، باسی، حلقوی و ستاره ای، با توجه به نیازهای شبکه مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت. این توپولوژیها از جنبه های مختلف نظیر حداکثر تعداد نودهای مجاز، هم صحبتی ناشی از تقویت کننده های نوری، هم صحبتی ناشی از فیلترهای نوری، قابلیت اطمینان شبکه و غیره مقایسه شدند و در هر مورد مشخص شد که چه توپولوژی بهتر عمل می کند. بعبارت دیگر با توجه به نیازهای شبکه و اولویت های این نیازها، می توان با استفاده از نتایج بدست آمده توپولوژی بهینه را مشخص کرد.

نتایج حاصل نشان می دهند که هیچ توپولوژی به خودی خود بر دیگری ارجحیت ندارد و این نیازها و محدودیت های اعمال شده هستند که مشخص می کنند چه توپولوژی ارجحتر است. با این وجود اگر جنبه اقتصادی کنار گذاشته شود، که در عمل چنین نیست، از بسیاری جنبه ها نظیر قابلیت اطمینان، هم صحبتی و حداکثر تعداد نودهای قابل قبول، توپولوژی ستاره ای حرف اول را می زند. با استفاده از شبیه سازی های انجام شده می توان تاوان و اتلاف ناشی از عوامل مختلف نظیر اثرات غیر خطی، پاشندگی، هم صحبتی تقویت کننده و هم صحبتی فیلتر را بدست آورد. این تاوانها در برآورد بودجه توانی شبکه ها و نیز طراحی شبکه های فیبر نوری نقش مهمی را ایفا می کنند.



(الف)



(ب)

شکل ۱۳ قابلیت اطمینان توپولوژیهای مختلف، بر حسب احتمال عملکرد صحیح هر نود: (الف) $N = 50$ ، (ب) $N = 100$

که از لحاظ تعداد تقویت کننده و تعداد کاپلرها همه توپولوژیها بجز توپولوژی باسی نیاز به N تا از این المان ها دارند و توپولوژی باسی نیاز به $2N$ تا از هر کدام از المانهای فوق دارد. از لحاظ زوج فرستنده - گیرنده ها و فیلترهای نوری، در همه توپولوژیها بجز توپولوژی باسی دوتایی، که

۷- مراجع

- [1] Y. Maurice Lin, D. R. Spears, and M. Yin, "Fiber-based local access networks," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 64-73, 1989.
- [2] L. G. Kazovsky, C. Barry, M. Hickey, C. A. Noronha Jr., and P. Poggiolini, "WDM local area networks," *IEEE LTS*, pp. 8-15, 1992.
- [3] P. S. Henry, "High-capacity lightwave local area networks," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 20-26, 1989.
- [4] K. Nakagawa, K. Aida, K. Aoyama, and K. Hohkawa, "Optical amplification in trunk transmission networks," *IEEE LTS*, pp. 19-26, 1992.
- [5] A. F. Elrefaie, E. L. Goldstein, S. Zaidi, and N. Jackman, "Fiber-amplifier cascades with gain equalization in multiwavelength unidirectional inter-office ring networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 1026-1028, 1993.
- [6] G. Keiser, *Optical Fiber Communication*, McGraw-Hill, Inc., 2nd Ed., 1991.
- [7] J. H. Franz and V. K. Jain, *Optical Communication: Components and Systems*, Alpha Science International Ltd., 2000.
- [8] R. Ramaswami and K. Liu, "Analysis of effective power budget in optical bus and star networks using erbium-doped fiber amplifier," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 1863-1871, 1993.
- [9] R. Ramaswami and P. A. Humblet, "Amplifier induced crosstalk in multichannel optical networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, pp. 1882-1896, 1990.
- [10] K. Inoue, "Crosstalk and its power penalty in multichannel transmission due to gain saturation in a semiconductor laser amplifier," *J. Lightwave Technol.*, vol. 7, pp. 1118-1124, 1989.
- [11] P. A. Humblet and W. M. Hamdy, "Crosstalk analysis and filter optimization of single- and double-cavity Fabry-Perot filters," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 1095-1107, 1990.
- [12] W. Dotson, F. Norwood, and C. Talor, "Reliability polynomial for a ring network," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 825-827, 1993.
- [13] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, Inc., 2nd Ed., 1995.
- [14] E. Iannone, F. Matera, A. Mecozzi, and M. Settembre, *Nonlinear Optical Communication Networks*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [15] M. Peroni and M. Tamburrini, "Gain in erbium-doped fiber amplifier: A simple analytical solution for rate equations," *Opt. Lett.*, vol. 15, pp. 842-844, 1990.
- [16] Th. Pfeiffer and H. Bulow, "Analytical gain equation for erbium-doped fiber amplifiers including mode field profiles and doped distribution," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 449-451, 1992.
- [17] N. A. Olsson, "Lightwave system with optical amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 7, pp. 1071-1082, 1989.
- [18] I. T. Monroy and G. Einarsson, "Bit error evaluation of optically preamplified direct detection receivers with Fabry-Perot optical filters," *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, pp. 1546-1553, 1997.
- [19] K. Oda and H. Toba, "An optical FDM-add/drop multiplexing ring network utilizing fiber Fabry-Perot filters and optical circulators," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 825-828, 1993.
- [20] C. A. Brackett, "Dense wavelength division multiplexing networks: Principles and applications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 948-964, 1990.
- [21] M. I. Irshid and M. Kavehard, "A fully transparent fiber-optic ring architecture for WDM networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, pp. 101-109, 1992.
- [22] P. E. Green, *Fiber Optic Networks*, Prentice-Hall, Inc., 1993.
- [23] D. J. G. Mestdagh, *Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*, Artech House, Inc., 1995.
- [24] C. R. Giles and E. Desurvire, "Propagation of signal and noise in concatenated erbium-doped fiber amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 9, pp. 147-154, 1991.
- [25] G. Jacobsen, *Noise in Digital Optical Transmission Systems*, Artech House, Inc., 1994.
- [26] O. K. Tonguz and K. A. Falcone, "Fiber-optic interconnection of local area networks: Physical limitations of topologies," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 1040-1052, 1993.
- [27] K. A. Falcone and O. K. Tonguz, "Access methods for fiber-optic interconnection of LAN's," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 1113-1124, 1993.